



# Complémentarité polarimétrie/interférométrie pour la détection et la caractérisation de cibles.

Stéphane Guillaso

## ► To cite this version:

Stéphane Guillaso. Complémentarité polarimétrie/interférométrie pour la détection et la caractérisation de cibles.. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Rennes 1, 2003. Français. NNT: . tel-00011963

**HAL Id: tel-00011963**

**<https://theses.hal.science/tel-00011963>**

Submitted on 16 Mar 2006

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

N° d'ordre: 2928

# THÈSE

Présentée devant

**DEVANT L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1**

pour obtenir

le grade de : **DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1**

**Mention** : Traitement du Signal et Télécommunications

par

**Stéphane GUILLASO**

**Équipe d'accueil** : Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes. UMR  
CNRS 6164. Groupe Image et Télédétection. S.A.P.H.I.R. Rennes. France  
**École Doctorale** : Matisse  
**Composante Universitaire** : Structure et Propriétés de la Matière

TITRE DE LA THÈSE :

**COMPLEMENTARITÉ POLARIMÉTRIE / INTERFEROMÉTRIE  
POUR LA DÉTECTION ET LA CARACTÉRISATION DE CIBLES**

soutenue le 27 Novembre 2003 devant la commission d'examen

## COMPOSITION DU JURY :

Président	Joseph SAILLARD	Professeur des Universités - Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes
Rapporteurs	Walid TABBARA	Professeur des Universités - Université P. et M. Curie, Paris VI
	Yide WANG	Maître de Conférences, HDR - Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes
Examineurs	Laurent FERRO-FAMIL	Maître de Conférences - Universités de Rennes I
	Andreas REIGBER	Maître de Conférences - Technische Universität Berlin - Allemagne
Directeur	Eric POTTIER	Professeur des Universités - Université de Rennes I



*A mon Grand-Père*





*La théorie, c'est quand on sait tout et que rien ne fonctionne.  
La pratique, c'est tout fonctionne et personne ne sait pourquoi.  
Ici, nous avons réuni théorie et pratique :  
rien ne fonctionne ... et personne ne sait pourquoi!*

**Albert Einstein**



# Remerciements

Mes premiers remerciements vont à **Monsieur le Professeur Eric Pottier**, qui a su me faire apprécier et aimer le monde de la télédétection SAR polarimétrique. J'ai pu apprécier, durant mes trois années de thèse, ses précieux conseils, sa façon de rendre simple des problèmes complexes, ainsi que les enseignements qu'il a su me prodiguer. Je tiens particulièrement à souligner sa pleine disponibilité, sa gentillesse et je lui suis reconnaissant pour les discussions fructueuses, à la fois dans le domaine scientifique et humain, que nous avons pu avoir.

Ces travaux de recherche ont été effectués à l'Institut d'Electronique et de Télécommunication de Rennes (I.E.T.R.), dirigé par **Monsieur le Professeur Daniel Thouroude**. Je le remercie pour m'avoir accueilli au sein de cet Institut.

Que **Monsieur le Professeur Walid Tabbara** et **Monsieur Yide Wang** trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude pour avoir accepté d'être rapporteurs de mes travaux.

Je tiens à remercier **Monsieur le Professeur Joseph Saillard** d'avoir accepté de participer et présider mon jury de thèse.

Je tiens également à remercier **Monsieur Laurent Ferro-Famil**, qui m'a encadré toute au long de ces trois années. Je lui suis reconnaissant pour tous les enseignements qu'il a su me prodiguer et les discussions fructueuses, parfois très tardives, que nous avons eues. Je tiens aussi à le remercier pour sa pleine disponibilité, de jour comme de nuit, ainsi que pour sa gentillesse et sa patience à essayer de me faire apprécier les statistiques, même si c'était une cause perdue.

Je remercie tout particulièrement **Andreas Reigber** avec qui j'ai développé une franche collaboration et une sincère amitié. Je lui suis particulièrement reconnaissant, pour les enseignements qu'il m'a apportés, surtout dans le domaine de l'interférométrie, pour son assistance 24h/24, malgré les distances. J'ai su apprécier ses qualités humaines lors de nos échanges. Je le remercie enfin d'avoir participé à mon jury de thèse et lui donner ainsi une touche internationale.

Je remercie également les membres de l'équipe S.A.P.H.I.R. qui ont animé mon quotidien durant ces trois années, i.e. Sophie, Audrey, Paul et Olivier. Je n'oublie pas bien sur Joëlle, qui m'a supporté (et réciproquement), ainsi que Carlos pour ses avis éclairés.

Ces remerciements vont également à l'ensemble des personnes de l'institut. En particulier, Tic et Tac (Seb et Seb), Manu, Gilles, Olivier, Mathieu, Lisa, Sylvain et Hélène, Ludo, Yoann, Halim, ... qui ont su créer une ambiance amicale et agréable.

Je n'oublie pas, bien sûr mes amis de Rennes et d'ailleurs, tout particulièrement Katell, Maria Laura, Carine, Christine, Tifenn, Nicolas, Maurice, Olivier, Olivier et Anne, avec qui mes soirées ont pris une tournure

latino, mais qui ont aussi fait preuve d'attention et d'encouragement. Je tiens à remercier aussi mes amis du sud, qui m'ont vu partir à regret, Malik et Yacin ainsi que leur famille, Smail, Saphia, Nadia , ... Nico et ses parents.

Merci également à ma famille, mais particulièrement, Paule, Gérard, Pierrette et Bernard, ainsi que Evelyne, Alain, Maxime, Mailys et Damien et ma chère grand-mère.

Je dédie particulièrement cette thèse à mes parents, qui m'ont toujours soutenu pendant mes études, pour leur patience et leurs sacrifices. Qu'ils trouvent dans l'aboutissement de ces travaux la meilleure récompense de leurs efforts.

# Table des matières

<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>1 L'interférométrie SAR</b>	<b>7</b>
1.1 L'imagerie SAR . . . . .	7
1.1.1 Concepts de base du Radar à Synthèse d'Ouverture (SAR) . . . . .	8
1.1.2 Géométrie d'une mesure SAR . . . . .	9
1.1.3 Traitement du signal SAR dans le cas d'une cible ponctuelle . . . . .	10
1.1.4 Modèle de signal dans le cas de cibles distribuées . . . . .	14
1.1.5 Le speckle . . . . .	17
1.2 L'interférométrie SAR . . . . .	18
1.2.1 La stéréo-radargrammétrie . . . . .	18
1.2.2 Principe de l'interférométrie SAR . . . . .	19
1.2.3 Interprétation de la phase interférométrique . . . . .	20
1.2.4 Modèle de signaux interférométriques . . . . .	25
1.3 Etude du cas aéroporté . . . . .	30
1.3.1 L'angle d'incidence . . . . .	30
1.3.2 Calcul de la phase de la terre plate . . . . .	33
1.4 Conclusion . . . . .	34
<b>2 La polarimétrie SAR</b>	<b>35</b>
2.1 Propagation des champs électromagnétiques . . . . .	35
2.2 Ellipse de polarisation - Etat de polarisation . . . . .	36
2.3 Le vecteur de JONES . . . . .	37

2.4	Le vecteur de STOKES - Ondes partiellement polarisées . . . . .	39
2.5	Représentations polarimétriques d'une cible radar . . . . .	41
2.5.1	La matrice de diffusion cohérente . . . . .	42
2.5.2	Représentation de la matrice de diffusion . . . . .	43
2.6	Les changements de base d'états de polarisation . . . . .	47
2.6.1	Changement de base d'un vecteur de JONES . . . . .	48
2.6.2	Changement de base de la matrice de SINCLAIR . . . . .	49
2.7	Théorème de décomposition polarimétrique aux valeurs/vecteurs propres . . . . .	50
2.7.1	Spectre des valeurs propres . . . . .	50
2.7.2	Les vecteurs propres . . . . .	51
2.7.3	Caractérisation des données SAR polarimétriques . . . . .	52
2.8	Conclusion . . . . .	53
<b>3</b>	<b>L'interférométrie SAR polarimétrique</b>	<b>55</b>
3.1	Introduction . . . . .	55
3.2	L'interférométrie polarimétrique . . . . .	57
3.2.1	Vecteurs interférométriques . . . . .	57
3.2.2	Optimisation de la cohérence interférométrique . . . . .	58
3.2.3	Estimation de la phase interférométrique à travers un volume de diffusion . . . . .	59
3.3	Utilisation de la méthode ESPRIT dans l'interférométrie SAR polarimétrique . . . . .	61
3.3.1	Introduction . . . . .	61
3.3.2	Modèle de signal polarimétrique interférométrique . . . . .	61
3.3.3	Présentation de l'algorithme ESPRIT . . . . .	63
3.3.4	Estimation du nombre de mécanismes dominants . . . . .	66
3.3.5	Résultats expérimentaux . . . . .	66
3.3.6	Conclusions . . . . .	69
3.4	Estimation de la polarisation en utilisant ESPRIT . . . . .	70
3.4.1	Introduction . . . . .	70
3.4.2	Vecteurs de Jones et rapport de polarisation . . . . .	70
3.4.3	Formulation du problème . . . . .	71

3.4.4	Application à des données SAR réelles . . . . .	73
3.4.5	Extraction des vecteurs de JONES à partir de la matrice de SINCLAIR . . . . .	74
3.4.6	Estimation de la matrice de SINCLAIR associée aux mécanismes de diffusion. . . . .	75
3.4.7	Estimation du paramètre $\alpha$ . . . . .	75
3.4.8	Résultats expérimentaux . . . . .	76
3.4.9	Conclusion . . . . .	76
3.5	Conclusions . . . . .	76
<b>4</b>	<b>La superrésolution SAR</b>	<b>79</b>
4.1	Introduction . . . . .	79
4.2	Définitions de la résolution . . . . .	79
4.3	Principe de la superrésolution . . . . .	80
4.3.1	Utilisation du décalage spectral . . . . .	80
4.3.2	Algorithme de superrésolution . . . . .	82
4.4	Application au cas aéroporté . . . . .	82
4.4.1	Le décalage spectral . . . . .	83
4.4.2	La recombinaison spectrale . . . . .	83
4.4.3	Limitations . . . . .	84
4.4.4	Algorithme – Utilisation de deux images SAR aéroportées . . . . .	86
4.5	Résultats expérimentaux . . . . .	86
4.5.1	Présentation du site de test . . . . .	86
4.5.2	Résultats avec deux images SAR . . . . .	88
4.5.3	Superrésolution et polarimétrie . . . . .	90
4.6	Conclusion . . . . .	99
<b>5</b>	<b>Caractérisation de bâtiments</b>	<b>101</b>
5.1	Introduction . . . . .	101
5.2	Présentation du site d'étude . . . . .	102
5.2.1	Le site d'étude du DLR . . . . .	102
5.2.2	Informations relatives à l'interférométrie . . . . .	103
5.3	Le speckle – Filtrage vectoriel linéaire de Lee . . . . .	104



---

5.3.1	Format de l'information polarimétrique . . . . .	104
5.3.2	Détermination du filtre . . . . .	105
5.4	Détection et caractérisation de bâtiments . . . . .	106
5.4.1	Segmentation polarimétrique interférométrique . . . . .	106
5.4.2	Optimisation de la cohérence interférométrique . . . . .	107
5.4.3	Utilisation des méthodes à haute résolution . . . . .	110
5.4.4	Extraction de la hauteur des bâtiments . . . . .	112
5.4.5	Superrésolution et bâtiments . . . . .	114
5.5	Conclusions . . . . .	117
<b>Conclusion</b>		<b>119</b>
<b>Bibliographie</b>		<b>122</b>
<b>A Estimation de l'état de polarisation par la méthode ESPRIT - Extension au cas <math>M</math> passes</b>		<b>129</b>
A.1	Présentation du problème . . . . .	129
A.2	Utilisation d'ESPRIT pour l'estimation des phases interférométriques ainsi que des paramètres polarimétriques. . . . .	130

# Table des figures

1	Porteur Do228 du DLR sur lequel est installé le système E-SAR. . . . .	3
1.1	Illumination d'une scène par un SAR. . . . .	8
1.2	Géométrie d'une mesure SAR. . . . .	10
1.3	Projection cylindrique de la cible. . . . .	15
1.4	Image d'amplitude du Mont Etna, Sicile, Italie, X-SAR/SIR-C. . . . .	16
1.5	Formation du speckle. . . . .	17
1.6	Géométrie utilisée pour la stéréo-radargrammétrie. . . . .	18
1.7	Le Mont Etna, Sicile, Italie, SIR-C/X-SAR, bande X. . . . .	20
1.8	Base parallèle et base normale. . . . .	21
1.9	Géométrie utilisée pour le calcul de la phase de la terre plate. . . . .	22
1.10	Correction de la phase de la terre plate. . . . .	22
1.11	Géométrie utilisée pour le calcul de la sensibilité en hauteur. . . . .	23
1.12	Interférogrammes pour différentes longueurs de base interférométrique. . . . .	24
1.13	Le Mont Etna - La cohérence. . . . .	25
1.14	Représentation spectral de la projection de la largeur de bande du système sur le domaine spectral du sol. . . . .	30
1.15	Interférogramme du Mont Etna, Sicile, Italie, SIR-C. . . . .	31
1.16	Géométrie de l'interférométrie aéroportée. . . . .	32
1.17	Interférogramme du site de test d'Oberpfaffenhofen, Allemagne. . . . .	32
1.18	Comportement spectral. . . . .	33
1.19	Géométrie utilisée pour le calcul de la phase de la terre plate dans le cas aéroporté. . . . .	33
2.1	Ellipse de polarisation à l'abscisse $z = z_0$ . . . . .	37

2.2	Représentation schématique des trois transformations. . . . .	38
2.3	Diffusion d'une onde par un objet. . . . .	42
2.4	Représentation du spectre des pseudo-probabilités. . . . .	53
3.1	Distinction des centres de phase en fonction de la polarisation - cas idéal . . . . .	56
3.2	Décalage des centres de phase - cas réel . . . . .	56
3.3	Profil de phases interférométriques suivant différentes polarisations. . . . .	56
3.4	Carte des cohérences du site de test d'Oberpfaffenhofen. . . . .	58
3.5	Carte des cohérences optimisées du site de test d'Oberpfaffenhofen. . . . .	60
3.6	Représentation géométrique de la cohérence interférométrique polarimétrique dans le plan complexe. . . . .	60
3.7	Plan H-A . . . . .	67
3.8	Nombre de mécanismes dominants. . . . .	67
3.9	Phases interférométriques à travers une zone forestière. . . . .	68
3.10	Image optique du DLR (ligne d'étude). . . . .	69
3.11	Profil de la phase interférométrique du bâtiment étudié. . . . .	69
3.12	Comparaison entre la méthode ESPRIT et l'optimisation de la cohérence interférométrique	70
3.13	Définition des angles sphériques $\gamma$ et $\delta$ . . . . .	71
3.14	Variations du paramètre $\alpha$ . . . . .	76
3.15	Image optique. . . . .	76
4.1	Définitions de la résolution à partir de la fonction $\text{sinc}(W2d/c)$ . . . . .	80
4.2	Etude de la résolution en fonction de la largeur de bande du signal. . . . .	81
4.3	Principe du décalage spectral. . . . .	81
4.4	Principe de la superrésolution par décalage spectral. . . . .	82
4.5	Algorithme pour la génération d'une image en appliquant le principe de la superrésolution.	83
4.6	Principe du décalage spectral tenant compte de la dépendance radiale. . . . .	84
4.7	Problème de la base normale critique . . . . .	85
4.8	Utilisation d'une troisième image. . . . .	85
4.9	Algorithme de la superrésolution utilisant 2 images SAR interférométriques aéroportées. . .	86
4.10	Site de test d'Oberpfaffenhofen, Allemagne. Image SAR. . . . .	87

4.11 Réponse normalisée du réflecteur n°1 . . . . .	88
4.12 Réponse normalisée du réflecteur n°11 . . . . .	89
4.13 Visualisation de la dépendance radiale de l'amélioration de la résolution. . . . .	89
4.14 Base normale (trait plein) en fonction de la base normale critique (tiret). . . . .	90
4.15 Comparaison entre l'amélioration de la résolution théorique et réelle. . . . .	91
4.16 Représentation des images SAR codées en couleur dans la base de polarisation de PAULI. . .	91
4.17 Entropie. . . . .	92
4.18 Histogramme de l'entropie. . . . .	93
4.19 Anisotropie. . . . .	93
4.20 Histogramme de l'anisotropie. . . . .	94
4.21 Paramètre $\alpha$ . . . . .	94
4.22 Histogramme du paramètre $\alpha$ . . . . .	95
4.23 Segmentation polarimétrique WISHART $H/A/\alpha$ . . . . .	95
4.24 Segmentation polarimétrique WISHART $H/A/\alpha$ - Zone de l'aérodrome. . . . .	96
4.25 Segmentation polarimétrique WISHART $H/A/\alpha$ . . . . .	96
4.26 Image optique de la forêt du site de test. . . . .	97
4.27 Classe de double réflexion - Localisation des principales cibles. . . . .	97
4.28 Classification de la double réflexion - Le site du DLR. . . . .	98
4.29 Classification de la double réflexion - Parking et voitures. . . . .	98
4.30 Classification de la double réflexion - Formes des bâtiments. . . . .	99
5.1 Différents mécanismes de diffusion pouvant intervenir dans les zones urbaines. . . . .	102
5.2 Le site de test d'Oberpfaffenhofen, Allemagne. . . . .	102
5.3 Image SAR codée dans la base de polarisation de PAULI. . . . .	103
5.4 Hauteur d'ambiguïté des données SAR. . . . .	103
5.5 Interférogramme VV du site de test. Base interférométrique de 6,5 m . . . . .	104
5.6 Données polarimétriques classifiées en utilisant la classification non supervisée WISHART $H - A - \alpha$ . . . . .	107
5.7 Image en codage couleur de la cohérence optimisée. . . . .	108
5.8 Classification utilisant les informations provenant de données polarimétriques interférométriques.	109

5.9	Détection d'un bâtiment en utilisant la double réflexion. . . . .	109
5.10	Masque initial de localisation des bâtiments. . . . .	110
5.11	Phénomènes de réflexion. . . . .	110
5.12	Profil de la phase interférométrique correspondant au bâtiment (2). . . . .	111
5.13	Représentation schématique. . . . .	111
5.14	Masque de localisation des bâtiments. . . . .	111
5.15	Vérité terrain de la localisation des bâtiments. . . . .	112
5.16	Hauteur estimée en fonction de la position radiale. . . . .	112
5.17	Conversion phase – hauteur. . . . .	113
5.18	Représentation 3D des bâtiments. . . . .	113
5.19	Image optique du site. . . . .	113
5.20	Localisation des bâtiments mesurés . . . . .	114
5.21	Zones de double réflexion. . . . .	115
5.22	Image optique des bâtiments étudiés. . . . .	115
5.23	Localisation des contours en $L$ . . . . .	116
5.24	Amélioration du masque initial. . . . .	116
A.1	Géométrie pour un système multicapteur . . . . .	129

# Liste des tableaux

1.1	Caractéristiques géométriques des capteurs <i>ERS</i> - <i>SEASAT</i> . . . . .	31
1.2	Caractéristiques géométriques du capteur <i>SIR-C</i> . . . . .	31
1.3	Caractéristiques géométriques du capteur aéroporté <i>E-SAR</i> . . . . .	32
2.1	Exemples de vecteurs de Jones associés à des états de polarisation canoniques. . . . .	40
2.2	Exemples de matrices de Sinclair associées à des cibles canoniques. . . . .	43
4.1	Amélioration de la résolution radiale à -6 dB (en m) - Polarisation HH. . . . .	88
4.2	Amélioration de la résolution radiale à -6 dB (en m) - Polarisation VV. . . . .	89
5.1	Hauteur estimée et hauteur réelle des bâtiments étudiés. . . . .	113



# Introduction

La télédétection radar a connu un formidable essor ces dernières décennies grâce à la conception et à la réalisation de systèmes multi-polarisations et multi-fréquentiels utilisant un principe de compression de l'onde reçue. Ils permettent d'obtenir des données possédant une grande résolution spatiale traduisant les propriétés électromagnétiques des milieux naturels observés.

Ces systèmes radars constituent un atout concurrentiel par rapport aux systèmes hyperspectraux, car en tant que systèmes actifs, ils peuvent fonctionner indépendamment des conditions d'illumination ainsi que des conditions climatiques.

Ces systèmes radars polarimétriques peuvent être :

- **Spatiaux**, comme les radars SIR-C (*JPL, USA*), X-SAR (*DLR, Allemagne*), embarqués sur une navette spatiale, ou ENVISAT (*ESA, UE*), embarqués à bord d'un satellite, ainsi que ALOS-PALSAR (*NASDA, Japon*) et RADARSAT-2 (*CSA, Canada*) qui seront lancés respectivement en 2004 et 2005 ;
- **Aéroportés**, comme les radars E-SAR (*DLR, Allemagne*), AIRSAR (*JPL, USA*), RAMSES (*ONERA, France*), PISAR (*NASDA - CRL, Japon*), CONVAIR (*Environnement Canada, Canada*), . . . , embarqués à bord d'avion.

Jusqu'à la fin des années 90, il existait deux grandes familles distinctes dans le domaine de la télédétection SAR : l'**interférométrie** et la **polarimétrie**.

L'interférométrie (InSAR) est une technique qui analyse la différence de phase entre deux images SAR acquises à partir de deux positions légèrement différentes. L'image obtenue, nommée interférogramme, permet, entre autres, de mesurer la topographie d'une scène par la génération de modèles numériques de terrain (MNT). Il y a deux façons de générer un interférogramme. Soit les deux antennes sont montées sur le même porteur mais à des positions différentes, c'est l'interférométrie simple-passe. Soit le porteur survole une même scène mais à des positions différentes, c'est l'interférométrie multi-passes.

Démonstré pour la première fois en 1974 par L.C. Graham [Graham 74], le principe de l'interférométrie fut employé dans les années 80 par R. M. Goldstein et H. A. Zebker, qui ont utilisé deux antennes sur le système AIRSAR de la NASA/JPL, permettant la réalisation de l'interférométrie simple-passe. Par la suite, A. Gabriel et R. M. Goldstein ont montré les possibilités de l'interférométrie multi-passes en utilisant le capteur spatial SEASAT. Finalement, les premiers résultats de l'interférométrie multi-passes utilisant le capteur aéroporté canadien du CCRS, en bande X et C furent publiés en 1992 par A.L. Gray et P.J. Farris-Manning.



En 1991, l'agence spatiale européenne, l'ESA, lança le satellite de télédétection ERS-1. Ce fut le début d'une avancée de l'interférométrie. ERS-1, originalement conçu pour des applications océanographiques, fut rapidement orienté vers la génération de modèles numériques de terrain haute précision sur une grande échelle à travers le monde.

En 1994, deux missions avec SIR-C/X-SAR donnèrent pour la première fois des données spatiales multifréquentielles (en bande X, C et L) interférométriques en mode multi-passes, et dans certains cas, en mode polarimétrique. Ce même instrument, complété par une seconde antenne montée sur un bras de 60 m, fut utilisé en février 2000 pour la mission SRTM. Cette mission consista à produire des MNT à très haute résolution de la surface terrestre comprise entre 60°N et 60°S.

En plus de la recherche pour la représentation topographique de site, il existe une version de l'interférométrie SAR, nommée : l'interférométrie différentielle, qui peut être utilisée pour une discrimination précise des variations topographiques. Cette technique permet de détecter les déformations de la surface terrestre avec une précision plus petite que la longueur d'onde du radar, de l'ordre du centimètre. L'utilisation de capteurs spatiaux autorise ainsi la télédétection à grande échelle des processus de changements, dus à des contraintes écologiques comme les tremblements de terre et les mouvements des plaques tectoniques. Les phénomènes se produisant avant une éruption volcanique, les mouvements de la terre des zones montagneuses aussi bien que les déformations de la glace et le mouvement des glaciers peuvent ainsi être détectés par cette méthode.

La polarimétrie SAR (PolSAR) est la seconde extension de l'imagerie SAR. Le développement au cours du temps de la théorie de la polarimétrie peut se résumer en deux étapes principales. La première eut lieu vers les années 1950, lorsque G.W. Sinclair établit les bases essentielles de la polarimétrie, en montrant qu'une cible radar se comportait comme un modificateur de la polarisation, et que cette transformation pouvait être complètement définie par une matrice complexe  $2 \times 2$  : la matrice de rétrodiffusion  $[S]$  ou matrice de SINCLAIR. Ces études furent poursuivies principalement, durant cette décennie, par E.M. Kennaugh, G.A. Deschamps et W.M. Boerner. Le début des années 1960 marqua la fin de cette première étape, quand les études dans ce domaine subirent un fort ralentissement. Cette relative désaffection était due notamment aux difficultés de compréhension et d'explication du phénomène physique de dépendance cible-polarisation. De plus la technologie hyperfréquence de l'époque n'autorisait guère la réalisation de systèmes radars permettant la diversité de polarisation. De tels systèmes réclamaient une telle complexité d'architecture qu'il était strictement impossible de les mettre en œuvre pour effectuer une mesure vectorielle cohérente large bande des quatre canaux de polarisation.

Un regain d'intérêt fut donné de nouveau à la recherche dans le domaine de la polarimétrie, par la publication en 1970 de la **théorie phénoménologique des cibles radar** de J.R. Huynen [Huynen 70], qui constitua un pas décisif dans la compréhension des processus d'interaction onde-cible. La seconde étape a ainsi débuté dans les années 1970, confortée par les avancées théoriques et technologiques considérables dans le domaine des hyperfréquences. La conséquence importante de celles-ci s'est immédiatement traduite par l'expansion des recherches dans ce domaine. De ce fait, elles ont permis aujourd'hui, la mise au point de prototypes irréalisables dans les années 70-80. Les premiers résultats fournis en 1987 par le radar polarimètre imageur AIRSAR (*Airborne SAR*) de la NASA/JPL ont confirmé la faisabilité et l'intérêt de ce type d'instrument. Depuis, la polarimétrie SAR est devenue une technique de télédétection. En 1994, il y eut deux missions spatiales avec le capteur SIR-C/X-SAR enregistrant pour la première fois des données polarimétriques en bande C et L. Durant la seconde mission, il y eut une acquisition de données polarimétriques combinée avec une acquisition interférométrique multi-passes.

Une des caractéristiques spéciales de la polarimétrie SAR est qu'elle permet une discrimination des différents types de mécanismes de diffusion. Ceci est devenu possible car la signature polarimétrique observée dépend fortement du processus de diffusion. En comparaison avec un système SAR mono-canal, l'utilisation de la polarimétrie permet une amélioration significative de la qualité des résultats de classification et de segmentation. Certains modèles de diffusions polarimétriques donnent une interprétation physique directe du processus de diffusion permettant une estimation des paramètres physiques du sol tels que l'humidité et l'état de surface aussi bien que des méthodes de classification non supervisée avec une identification automatique des différentes caractéristiques de diffusions et des types de cible.

Depuis la fin des années 1990, un nouvel axe de recherche tend à combiner les deux familles, l'interférométrie et la polarimétrie, c'est l'**interférométrie SAR polarimétrique** (PolInSAR). Elle combine les capacités de l'interférométrie pour extraire les informations sur la hauteur en utilisant les techniques de décomposition polarimétrique. Avec l'interférométrie SAR polarimétrique il est possible d'estimer la hauteur topographique du centre de phase de chaque mécanisme de diffusion extrait. Des études sur des modèles d'estimation de paramètres à partir de données SAR polarimétriques interférométriques ont été faites. Ces techniques tentent d'inverser des modèles de diffusion pour déterminer les paramètres physiques utiles à partir des signaux mesurés.

Ce mémoire a pour objectif de présenter l'étude de la complémentarité des techniques polarimétriques et interférométriques pour la détection et la caractérisation de cibles à partir de radars imageurs polarimétriques en bande L. Membre des programmes européens TMR (*Radar Polarimetry : Theory and Applications*) et RTN (AMPER), l'équipe SA.P.H.I.R. a accès aux données SAR polarimétriques et interférométriques du système aéroporté E-SAR du DLR (*Centre aérospatial allemand*) qui seront utilisées tout au long de ce document pour valider toutes les études qui ont été menées.



FIG. 1 – Porteur Do228 du DLR sur lequel est installé le système E-SAR.

Le capteur E-SAR est un système SAR multi-fréquentiel qui opère en polarimétrie partielle pour les bandes X et C et qui est polarimétrique pour les bandes L et P. Le porteur utilisé est un turbopropulseur Do228 opérant à une altitude d'environ 3500 m, présenté par la figure 1 sur laquelle est visible l'antenne utilisée pour les données en bande P, située sous le cockpit, et l'antenne de la bande L située à l'arrière de l'avion.

Ce document est constitué de cinq chapitres.

Le premier chapitre concerne l'introduction de l'interférométrie. Dans une première partie, les principes de base de l'acquisition et du traitement de données SAR monostatiques sont exposés. La seconde partie introduit l'interférométrie SAR par une approche géométrique et développe la phase interférométrique en deux concepts : la **phase de la terre plate** et la **phase topographique**. Cette section permet aussi d'introduire la conversion de la phase en altitude ainsi que la notion de cohérence interférométrique. La troisième partie introduit le concept plus général de l'interférométrie à partir du modèle mathématique du signal SAR. Cela permet d'analyser la cohérence interférométrique et d'introduire l'idée d'un décalage

spectral dans l'imagerie SAR interférométrique. Enfin, la dernière section présente le cas de l'interférométrie SAR aéroportée et la notion de dépendance radiale.

Le second chapitre introduit les notions de polarimétrie radar nécessaires pour l'étude et l'interprétation des réponses d'un environnement naturel et artificiel. Ce chapitre décrit les représentations cohérentes et incohérentes de la polarisation d'une onde électromagnétique ainsi que les représentations polarimétriques matricielles permettant de rendre compte de la modification de la polarisation d'une onde incidente provoquée par une cible. Une distinction est faite entre les représentations matricielles cohérentes et incohérentes et leurs propriétés respectives sont décrites. Les paramètres polarimétriques d'une onde ou d'une cible étant fonction de la base d'état de polarisation dans laquelle ils sont représentés, une section est dédiée à la description des opérations de changement de base et du formalisme unifié associé. Enfin, la dernière partie présente l'étude de la réponse polarimétrique d'un environnement naturel en introduisant un théorème de décomposition polarimétrique incohérent basé sur une décomposition aux valeurs/vecteurs propres.

Le troisième chapitre est dédié à l'interférométrie SAR polarimétrique. Cette complémentarité permet de relier la notion de centre de phase interférométrique avec la notion de mécanisme de diffusion. Différentes approches sont exposées. La première consiste en une optimisation de la cohérence interférométrique. Elle introduit les vecteurs interférométriques et présente une procédure d'optimisation de la cohérence ainsi que l'estimation de la phase interférométrique à travers un volume de diffusion. Cette approche est basée sur un modèle de diffusion et surtout utilisée dans des zones forestières pour l'estimation de la biomasse. La seconde approche introduit les méthodes à haute résolution, plus particulièrement la méthode ESPRIT (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique*), dans l'imagerie SAR. Cette technique est souvent employée pour estimer la direction d'arrivée dans les réseaux d'antennes. Dans le cas de zones volumiques, cet algorithme peut retrouver la phase interférométrique associée à différents mécanismes de diffusion comme la phase de la canopée ou du sol. La troisième approche est aussi basée sur la méthode ESPRIT mais consiste à considérer le principe d'acquisition des images SAR interférométriques comme un réseau d'antennes permettant ainsi de retrouver, en plus de la phase interférométrique associée à un mécanisme dominant, la nature de la polarisation du signal rétrodiffusé. Cette dernière approche trouve son intérêt dans le cas de l'utilisation de données SAR partiellement polarimétriques.

Le quatrième chapitre propose une approche différente de la complémentarité polarimétrie interférométrie puisqu'il s'agit d'améliorer les résultats d'analyse polarimétrique à partir d'une conséquence de l'interférométrie. C'est le principe de la superrésolution SAR. Cette méthode est basée sur le principe du décalage spectral. La résolution d'une image SAR est liée à la taille du spectre du signal. L'utilisation de données interférométriques permet d'augmenter cette taille permettant d'améliorer la résolution d'une image SAR. La première partie présente le principe de la superrésolution et son application dans le cadre de données SAR aéroportées en tenant compte de la dépendance radiale des données. La seconde partie présente l'amélioration de l'analyse polarimétrique à partir de l'étude de divers types de réponse.

Le cinquième et dernier chapitre présente une application de la complémentarité polarimétrie interférométrie. Il s'agit de détecter et de caractériser les zones urbaines et plus précisément des bâtiments à partir de données SAR en bande L. Dans un premier temps, le site d'étude est présenté. Il s'agit du site de test d'Oberpfaffenhofen, situé en Allemagne, près de Munich, et plus exactement du DLR. Ce site présente l'avantage (ou l'inconvénient) d'avoir des bâtiments situés dans un environnement naturel complexe composé de zones végétales, d'arbres, de champs et de routes. En effet, la localisation précise des bâtiments dans leur environnement est une tâche complexe à cause de la nature multiple des mécanismes de diffusion rencontrés. Ainsi l'estimation de la phase interférométrique, associée au bâtiment, nécessite un traitement particulier qui

consiste à isoler le bâtiment de son environnement. La seconde partie présente une technique de filtrage du speckle, bruit multiplicatif de nature physique des images SAR. La troisième partie présente la détection et la caractérisation des bâtiments. Les bâtiments sont localisés par une approche polarimétrique qui consiste en une segmentation des données et une interprétation physique des classes. L'application des méthodes à haute résolution permet d'affiner la localisation des bâtiments et une estimation précise de la phase interférométrique associée à ces bâtiments par rapport au reste de l'environnement. La hauteur des bâtiments peut être ainsi retrouvée en utilisant le principe de la conversion phase-hauteur. Enfin, l'application de la méthode de superrésolution permet d'améliorer la détection des contours des bâtiments.

Le document se termine par une conclusion et par une présentation des différentes perspectives offertes dans le cadre de la continuité de ce travail.



# Chapitre 1

## L'interférométrie SAR

L'interférométrie SAR (InSAR) est une technique qui permet l'extraction de la topographie d'un terrain à partir d'un interférogramme généré entre deux images SAR, acquises à partir de deux angles d'incidence légèrement différents. Par construction, une image SAR résulte de la projection de la réponse d'un volume sur un plan, perdant ainsi toute l'information sur la hauteur des diffuseurs. L'utilisation d'une seconde image SAR mesurée avec un angle de vue différent permet de retrouver l'information de hauteur de la scène étudiée.

Le but de ce chapitre est de présenter le principe de l'imagerie SAR ainsi que de poser les bases de l'interférométrie SAR et son application dans le cas de données aéroportées.

Dans une première partie, la génération des images SAR est présentée, donnant ainsi un modèle mathématique des données. La seconde section présente le principe de l'interférométrie SAR suivant une approche géométrique. Cette section est divisée en 4 sous parties. Premièrement, le principe de la stéréo-radargrammétrie est présenté, suivi du principe de l'interférométrie et de l'interprétation de la phase interférométrique. Un modèle de signaux interférométriques est ensuite présenté et permet de mettre en évidence la notion de décalage spectral. Enfin, la dernière section présente l'application des outils interférométriques dans le cas de données SAR aéroportées.

### 1.1 L'imagerie SAR

Le processus de génération d'une image SAR peut être divisé en deux étapes : l'**acquisition** et la **compression**. L'acquisition des données s'effectue par une émission d'impulsions électromagnétiques par l'antenne du système. Ces impulsions sont ensuite rétrodiffusées par la surface imagée, reçues par l'antenne du système, enregistrées et forment le signal radar, appelé **vidéo brute**. L'information de la réflectivité est obtenue au moyen d'une focalisation de la vidéo brute, appelée compression. Une première étape consiste à formuler la réponse d'un diffuseur, puis la formation complète d'une image SAR complexe est obtenue par superposition des contributions de l'ensemble des diffuseurs constituant la scène observée [Landeau 99], [Bamler 98].

### 1.1.1 Concepts de base du Radar à Synthèse d'Ouverture (SAR)

Il existe différents types de système SAR : **spatial** si le capteur est embarqué sur un satellite ou navette spatiale, ou **aéroporté** si le porteur est un avion. Un système SAR illumine une scène de la façon présentée par la figure 1.1. Le capteur se déplace le long d'un trajet rectiligne, appelé **azimut**, à une altitude  $H$ , au-dessus d'un plan de référence  $(x, y)$ . Comme le montre la figure 1.1, la trace du faisceau au sol est nommée l'**empreinte** et la zone décrite par le faisceau en se déplaçant est nommée la **fauchée**. La direction de l'axe de visée du radar est appelée **direction radiale** ou **distance**.

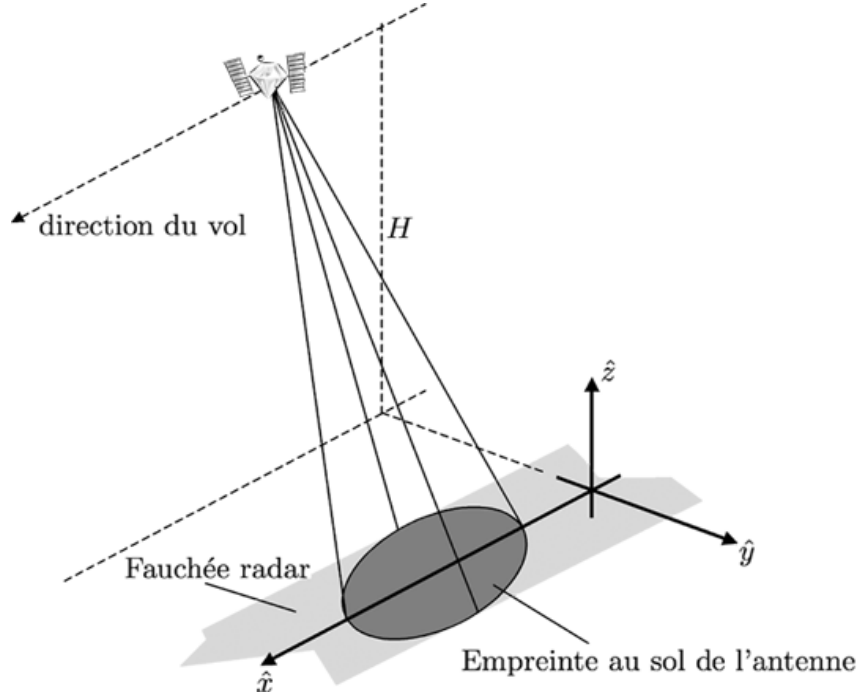


FIG. 1.1 – Illumination d'une scène par un SAR.

La résolution en distance est définie comme la distance minimale de séparation de deux points pouvant être distingués par le radar dans la direction distance. Ainsi, la résolution en distance,  $\delta_r$ , dépend de la durée du pulse d'émission,  $\tau_p$ , ou inversement de la largeur de bande du signal,  $W$  :

$$\delta_r = \frac{c\tau_p}{2} = \frac{c}{2W} \quad (1.1)$$

où  $c$  représente la célérité de la lumière dans le vide.

La résolution en azimuth dépend de la taille de l'antenne dans la direction azimutale,  $D_a$  ainsi que de l'angle d'ouverture de l'antenne,  $\theta_a$ , reliés par la relation :

$$\theta_a \propto \frac{\lambda}{D_a} \quad (1.2)$$

où  $\lambda$  est la longueur d'onde. Ainsi, la résolution en azimuth,  $\delta_a$ , devient :

$$\delta_a = r_0 \frac{\lambda}{D_a} \quad (1.3)$$

où  $r_0$  est la distance radiale entre l'antenne et la cible. La résolution dépend de la taille de l'antenne. Ainsi comme physiquement la taille d'une antenne ne peut être infinie, la résolution en azimuth est relativement médiocre. Elle peut être améliorée en employant le concept de la synthèse d'ouverture. Le principe SAR est basé sur l'utilisation d'une plateforme en mouvement afin de synthétiser une antenne effective plus longue et améliorer ainsi la résolution en azimuth. Ceci est réalisé en effectuant plusieurs mesures de la réflectivité d'une scène à différentes positions azimutales, permettant ainsi, grâce à une technique de compression des données, d'obtenir une résolution plus fine en azimuth. Comme pour un radar à ouverture réelle, le faisceau de l'antenne synthétique entraîne une ouverture  $\theta_{sa}$ , avec une longueur d'antenne synthétique  $L_{sa}$  :

$$\theta_{sa} = \frac{\lambda}{2L_{sa}} \quad (1.4)$$

Le facteur 2 prend en compte le trajet aller-retour entre le radar et la cible. La résolution en azimuth devient donc, en tenant compte des nouveaux paramètres du SAR :

$$\delta_a = r_0 \frac{\lambda}{2L_{sa}}. \quad (1.5)$$

La longueur maximale pour l'antenne synthétique est limitée par le temps d'illumination de la cible, donnée par la taille de l'empreinte au sol, ainsi :

$$L_{sa} \leq \frac{\lambda r_0}{D_a}. \quad (1.6)$$

En conséquence, la limite inférieure de la résolution qu'il est possible d'obtenir en utilisant un système SAR devient :

$$\delta_a \geq \frac{D_a}{2} \quad (1.7)$$

### 1.1.2 Géométrie d'une mesure SAR

La géométrie d'un système d'acquisition de données SAR est présentée par la figure 1.2. Le capteur se déplace suivant la direction  $\hat{x}$ .  $P$  représente une cible ponctuelle située à la position  $(x_0, y_0, z_0)$  par rapport à l'origine des coordonnées. La position du capteur est donnée par les coordonnées  $(x, y_S, H)$ , où  $x = v \cdot t$  représente la position suivant la direction azimutale,  $v$  étant la vitesse du porteur et  $t$  le temps.  $y_S$  représente la position du porteur suivant  $\hat{y}$  et  $H$ , l'altitude du porteur.  $\theta$  est l'angle d'incidence du signal émis lorsque le radar se trouve à la même position azimutale que la cible. Enfin  $R(x - x_0; r_0)$  est la distance entre la cible et le radar et s'écrit :

$$R(x - x_0; r_0) = \sqrt{r_0^2 + (x - x_0)^2} \quad (1.8)$$

Les données SAR sont représentées dans un espace à deux dimensions défini par la direction azimutale et la direction radiale  $(x, r)$ .



En utilisant cette représentation, un diffuseur ponctuel est défini par son amplitude complexe  $\sigma_S(x_0, r_0)$ , à la position  $(x_0, r_0)$  :

$$\sigma_S(x_0, r_0) = e^{i\phi_{obj}} \sqrt{\sigma} \delta(x - x_0, r - r_0) \quad (1.9)$$

où  $\delta(x, r)$  est la distribution de DIRAC bidimensionnelle,  $\sigma$  représente la section efficace radar (SER) et  $\phi_{obj}$  le déphasage subi par l'onde lors de la réflexion sur l'objet.

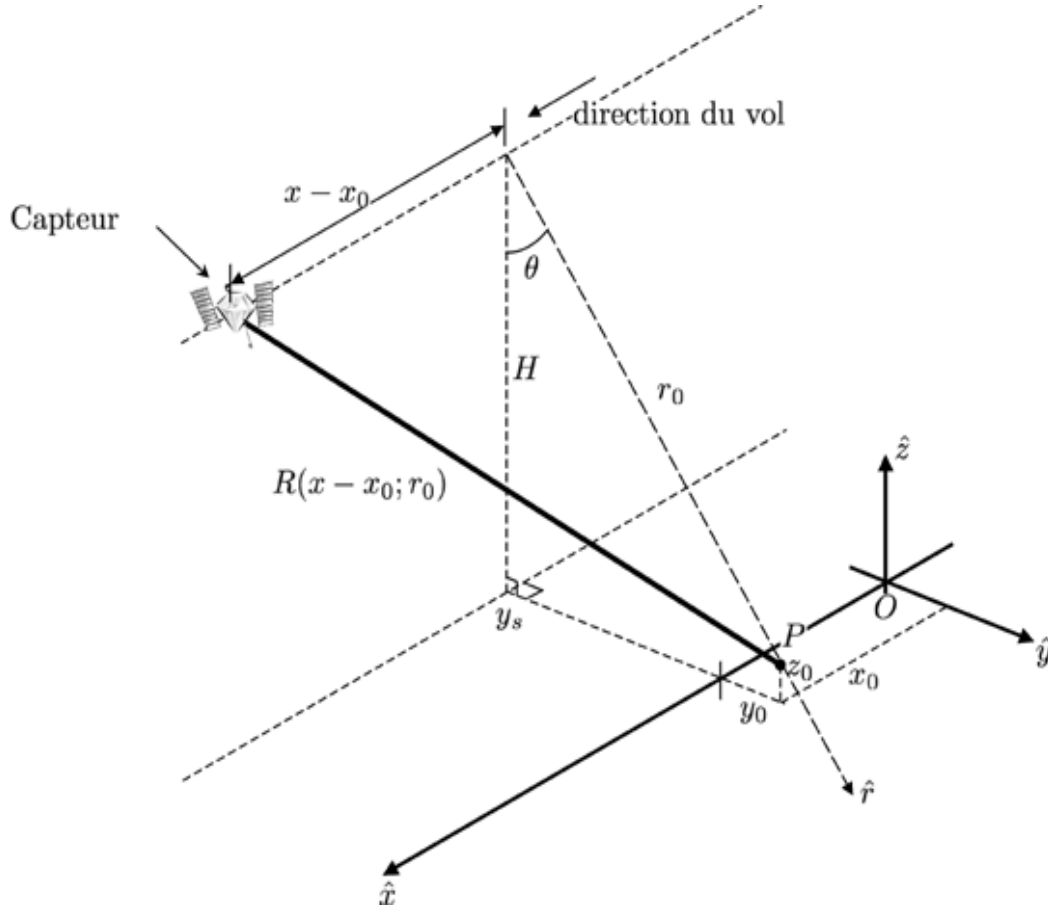


FIG. 1.2 – Géométrie d'une mesure SAR.

### 1.1.3 Traitement du signal SAR dans le cas d'une cible ponctuelle

L'antenne d'un système SAR transmet une série d'impulsions électromagnétiques avec une certaine fréquence de répétition (*PRF*) modulée par une fréquence porteuse  $f_0$ . Le signal émis,  $s_e(t)$ , lors du survol de la zone illuminée est donc :

$$s_e(t) = A(t)e^{i(2\pi f_0 t + \psi(t))} \quad (1.10)$$

où  $A(t)$  représente l'enveloppe de l'impulsion et  $\psi(t)$  la phase. L'impulsion donnée par (1.10) interagit avec un diffuseur ponctuel, (1.9), localisé à la position  $(x_0, r_0)$ . En faisant l'hypothèse d'une propagation de l'onde dans l'espace libre, l'écho reçu peut s'écrire de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
s_r(x, r; r_0) &= \sigma_S(x_0, r_0) G_0(x - x_0; r_0) A\left(\frac{2}{c}(r - R(x - x_0; r_0))\right) \\
&\quad \cdot \exp\left(i\frac{4\pi f_0}{c}(r - R(x - x_0; r_0)) + i\psi\left(\frac{2}{c}(r - R(x - x_0; r_0))\right)\right)
\end{aligned} \tag{1.11}$$

où  $G_0(x - x_0; r_0)$  symbolise le gain de l'antenne à l'émission et à la réception (incluant l'atténuation en distance, les pertes du système, ...). Après une démodulation en quadrature cohérente, le signal reçu (1.11) devient :

$$\begin{aligned}
s'_r(x, r; r_0) &= \sigma_S(x_0, r_0) G_0(x - x_0; r_0) A\left(\frac{2}{c}(r - R(x - x_0; r_0))\right) \\
&\quad \cdot \exp\left(-i\frac{4\pi}{\lambda}R(x - x_0; r_0) + i\psi\left(\frac{2}{c}(r - R(x - x_0; r_0))\right)\right)
\end{aligned} \tag{1.12}$$

Ainsi, la réponse d'un diffuseur local mesurée par un système d'acquisition de données SAR peut s'écrire sous la forme suivante :

$$s'_r(x, r; r_0) = \sigma_S(x_0, r_0) \cdot h_a(x, r; r_0) \tag{1.13}$$

avec :

$$\begin{aligned}
h_a(x, r; r_0) &= G_0(x - x_0; r_0) \cdot A\left(\frac{2}{c}(r - R(x - x_0; r_0))\right) \\
&\quad \cdot \exp\left(i\psi\left(\frac{2}{c}(r - R(x - x_0; r_0))\right)\right) \\
&\quad \cdot \exp\left(-i\frac{4\pi}{\lambda}R(x - x_0; r_0)\right)
\end{aligned} \tag{1.14}$$

L'expression précédente peut être exprimée comme la convolution de deux fonctions, suivant :

$$h_a(x, r; r_0) = h_{a_1}(x - x_0, r; r_0) * h_{a_2}(r) \tag{1.15}$$

avec :

$$h_{a_1}(x, r; r_0) = G_0(x; r_0) \exp\left(-i\frac{4\pi}{\lambda}R(x; r_0)\right) \delta(r - R(x; r_0)) \tag{1.16}$$

$$h_{a_2}(r) = A\left(\frac{2r}{c}\right) \exp\left(i\psi\left(\frac{2r}{c}\right)\right) \tag{1.17}$$

où  $*$  représente l'opérateur de convolution. La fonction de transfert  $h_{a_2}(r)$  dépend seulement de la distance radiale  $r$ . La fonction  $R(x - x_0; r_0)$  introduit un couplage entre la distance radiale  $r$  et la distance azimutale

$x$  comme cela est montré par (1.8). Le premier effet de cette double dépendance est que le lieu de l'écho retourné ne suit pas une ligne droite mais une courbe hyperbolique définie par  $R(x - x_0; r_0)$ . Cet effet se nomme la migration en distance. Le second effet de la fonction  $R(x - x_0; r_0)$  est l'introduction d'un terme de phase dépendant de la position relative du capteur et de la cible. Le couplage existant entre la distance radiale et la distance azimutale implique que le processus de formation de données SAR est un problème bidimensionnel non séparable.

Le processus de focalisation des données SAR est le plus souvent divisé en 2 étapes : la compression radiale et la compression azimutale. Des techniques de filtrage adapté sont employées puisqu'il existe une connaissance exacte de la fonction de transfert à compenser, donné par l'équation (1.14). Sous l'hypothèse que le capteur est considéré immobile pendant l'émission et la réception des impulsions individuelles, la compression radiale peut être simplement effectuée en corrélant le signal reçu avec la réponse complexe  $h_{a_2}(r)$ , formant ainsi l'enveloppe compressée en distance  $A_c(\tau)$  :

$$A_c(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{a_2}^*(\tau - \tau') A(\tau') e^{i\psi(\tau')} d\tau' \quad (1.18)$$

Le plus souvent, des impulsions à modulation de fréquence linéaire sont utilisées. Le signal émis s'écrit alors :

$$s_e(\tau) = \mathbf{1}_{[-\tau_p/2, \tau_p/2]} \exp\left(i\left(2\pi f_0\tau + \frac{\beta\tau^2}{2}\right)\right) \quad (1.19)$$

où  $\mathbf{1}_{[-\tau_p/2, \tau_p/2]}$  représente la fonction rectangle d'une durée  $\tau_p$  et  $\beta$  est la pente de la modulation de fréquence linéaire du chirp, relié à la largeur de bande  $W$  par  $\beta\tau_p \approx W$ . Dans ce cas, le filtre  $A_c(\tau)$  s'écrit :

$$\begin{aligned} A_c(\tau) &= \frac{\sin(\pi\beta\tau(\tau_p - |\tau|))}{\pi\beta\tau} \\ &\approx \tau_p \frac{\sin(\pi\beta\tau_p\tau)}{\pi\beta\tau_p\tau} = \tau_p \text{sinc}(\beta\tau_p\tau) = \tau_p \text{sinc}(W\tau) \end{aligned} \quad (1.20)$$

Après l'application du processus de compression radiale (1.18) sur la vidéo brute (1.12), le signal suivant est obtenu :

$$s'_{rc}(x, r; r_0) = \sigma_S(x_0; r_0) G_0(x - x_0; r_0) A_c\left(\frac{2}{c}(r - R(x - x_0; r_0))\right) \exp\left(-i\frac{4\pi}{\lambda} R(x - x_0; r_0)\right) \quad (1.21)$$

La seconde étape dans le processus de formation d'une image SAR est la compression azimutale. Cette étape fait usage de la dépendance de phase entre la distance radiale et l'azimut (1.14). Le signal de référence est obtenu à partir de l'expression de  $h_{a_1}(x, r; r_0)$  dans (1.14). La fonction  $R(x; r_0)$ , donnée par (1.8) pour une position azimutale particulière, est :

$$R(x - x_0; r_0) = \sqrt{r_0^2 + (x - x_0)^2} \quad (1.22)$$

Cette fonction représente l'équation d'une conique dans le plan  $(x, r)$ , qui peut être approchée par une courbe parabolique, déterminée par un développement en série de TAYLOR :

$$R(x - x_0; r_0) = r_0 \sqrt{1 + \left(\frac{x - x_0}{r_0}\right)^2} = r_0 + \frac{(x - x_0)^2}{2 r_0} + \dots \quad (1.23)$$

La compression azimutale est effectuée en corrélant le signal (1.21) avec le filtre adapté en azimut et en distance. Le signal de référence  $h_{a_1}(x, r; r_0)$  pour un point particulier  $(x_1, r_1)$  est trouvé grâce à l'équation (1.14). Si  $G_{ref}$  est défini comme une fonction de pondération azimutale de référence, l'image complexe  $u(x_1, r_1)$  est :

$$\begin{aligned} u(x_1, r_1) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} s_{rc}(x, r) h_{a_1}^*(x - x_1, r; r_1) dx dr \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma_S(x_0, r_0) G_0(x - x_0; r_0) \\ &\quad \cdot A_c\left(\frac{2}{c}(r - R(x - x_0; r_0))\right) e^{-i\frac{4\pi}{\lambda} R(x - x_0; r_0)} \\ &\quad \cdot G_{ref}(x - x_1; r_1) \delta(r - R(x - x_1; r_1)) \cdot e^{i\frac{4\pi}{\lambda} R(x - x_1; r_1)} dx dr \\ &= \sigma_S(x_0, r_0) \int_{-\infty}^{\infty} G_{ref}(x - x_1; r_1) G_0(x - x_0; r_0) \\ &\quad A_c\left(\frac{2}{c}(R(x - x_1; r_1) - R(x - x_0; r_0))\right) e^{i\frac{4\pi}{\lambda} (R(x - x_1; r_1) - R(x - x_0; r_0))} dx \end{aligned} \quad (1.24)$$

Pour obtenir un signal SAR compressé, les approximations suivantes sont faites :

hypothèse 1 : les variations du gain d'antenne sont négligeables à l'intérieur du lobe principal :

$$G_0(x - x_0; r_0) G_{ref}(x - x_1; r_1) \approx G_0(x - x_0; r_0) G_{ref}(x - x_0; r_0) = G_{eff}(x - x_0; r_0) \quad (1.25)$$

hypothèse 2 : Lorsque  $r_1 \approx r_0$ , la différence radiale est obtenue en utilisant (1.23), comme :

$$R(x - x_1; r_1) - R(x - x_0; r_0) \approx \Delta r - \frac{x \Delta x}{r_0} + \frac{1}{2 r_0} (x_1^2 - x_0^2) \quad (1.26)$$

où  $\Delta r = r_1 - r_0$  et  $\Delta x = x_1 - x_0$ .

hypothèse 3 : le premier terme de (1.26) permet de décrire la différence de distance radiale au voisinage de la position  $(x_0, r_0)$ ,  $(x_1, r_1)$  et le résultat suivant est obtenu :

$$A_c\left(\frac{2}{c}(R(x - x_1; r_1) - R(x - x_0; r_0))\right) = A_c\left(\frac{2}{c} \Delta r\right) \quad (1.27)$$

En prenant (1.24) et suivant les approximations (1.25), (1.26) et (1.27), l'expression de l'image générée peut se mettre sous la forme :

$$u(x_1, r_1) = \sigma_S(x_0, r_0) A_c \left( \frac{2}{c} \Delta r \right) e^{i \frac{4\pi}{\lambda} \Delta r} \int_{-\infty}^{\infty} G_{eff}(x - x_0; r_0) e^{-i 2\pi f x} dx \quad (1.28)$$

avec  $f = 2\Delta x / \lambda r_0$ . Comme il est possible de le constater dans l'équation (1.28), la réponse en azimuth s'exprime comme la transformée de FOURIER de la caractéristique du rayonnement des antennes. Ainsi plus la bande passante des antennes est large plus la réponse est étroite. Pour des raisons de simplicité, l'ouverture de l'antenne est supposée de forme carrée. Ainsi, pour une antenne de largeur  $D_a$ , à la longueur d'onde  $\lambda$ , la transformée de FOURIER du faisceau est :

$$\int_{-\frac{\lambda r_0}{2D_a}}^{\frac{\lambda r_0}{2D_a}} G_{eff}(x - x_0; r_0) e^{-i 2\pi f x} dx = \frac{\lambda r_0}{D_a} \frac{\sin \left( \pi f \frac{\lambda r_0}{D_a} \right)}{\pi f \frac{\lambda r_0}{D_a}} = \frac{\lambda r_0}{D_a} \text{sinc} \left( 2 \frac{\Delta x}{D_a} \right) \quad (1.29)$$

Les bornes de l'intégrale correspondent à la taille de l'empreinte au sol du faisceau de l'antenne, donnée par l'équation (1.6).

En utilisant (1.20), (1.28) et (1.29), l'image SAR complexe, dans le cas d'un diffuseur ponctuel localisé à la position  $(x_0, r_0)$  prend la forme :

$$u(x, r) = \sigma_S(x_0, r_0) e^{i \frac{4\pi}{\lambda} (r - r_0)} \text{sinc} \left( \frac{r - r_0}{\delta_r} \right) \text{sinc} \left( \frac{x - x_0}{\delta_a} \right) \quad (1.30)$$

avec  $\delta_r$  et  $\delta_a$  représentant les résolutions radiales et azimutales respectivement.

Finalement, la réponse impulsionnelle d'une chaîne SAR, englobant aussi bien l'acquisition des données que le processus de formation de l'image, est proportionnelle à :

$$h(x, r) \propto e^{i \frac{4\pi}{\lambda} r} \text{sinc} \left( \frac{r}{\delta_r} \right) \text{sinc} \left( \frac{x}{\delta_a} \right) \quad (1.31)$$

#### 1.1.4 Modèle de signal dans le cas de cibles distribuées

Comme il a été montré dans la section précédente, la réponse impulsionnelle d'un système SAR résulte de la convolution de la réflectivité de la scène avec un filtre passe-bas. Le concept de cellule de résolution est défini comme l'aire donnée par la réponse impulsionnelle du SAR, c'est-à-dire l'aire  $\delta_a \times \delta_r$ . Dans le cas réel, le signal reçu n'est pas dû à la diffusion d'une seule cible, mais résulte de la combinaison d'un nombre important de diffuseurs à l'intérieur de la cellule de résolution. Ces diffuseurs caractérisés par leur comportement aléatoire, sont appelés **cibles distribuées**, et sont opposés aux diffuseurs ponctuels pour lesquels le comportement de diffusion est complètement déterministe [Bamler 98].

Ces cibles distribuées peuvent être décrites, dans un espace à trois dimensions, par la moyenne d'une fonction de réflectivité complexe  $a(x, y, z)$ , de nature aléatoire. Le développement d'un modèle de système SAR nécessite de connaître la fonction  $a(x, y, z)$  pour chaque diffuseur ponctuel.

Le développement du modèle d'un système SAR est basé sur l'approximation de BORN. Dans ce cas, le champ diffusé total résulte de la superposition des champs diffusés par chaque diffuseur simple, négligeant ainsi les interactions d'ordre supérieur telles que les doubles réflexions.

Ainsi l'opérateur linéaire qui caractérise le processus de l'imagerie SAR est une projection géométrique de  $a(x, y, z)$  définie dans un espace à trois dimensions des fonctions de réflectivité vers un espace à deux dimensions  $(x, r)$  :

$$a(x, r) = \int a(x, y_0 + r \sin \theta, z_0 - r \cos \theta) r d\theta \quad (1.32)$$

où  $\theta$  représente l'angle d'incidence de l'onde. Sous l'approximation de BORN, l'opérateur linéaire caractérisant le processus de formation d'une image SAR est une projection géométrique de la fonction de réflectivité  $a(x, y, z)$  donnée par (1.32) suivie par une convolution avec la réponse ponctuelle d'un SAR :

$$u(x, r) = \left( e^{-i2kr} \int a(x, y_0 + r \sin \theta, z_0 - r \cos \theta) r d\theta \right) * h(x, r) \quad (1.33)$$

Le processus de projection de (1.32) n'a aucun effet dans la dimension azimutale  $x$ . Par contre, il introduit plusieurs distorsions dans la dimension radiale  $r$ . Un système SAR mesure des données selon son axe de visée, nommé aussi le plan radar. De plus, l'intégration suivant  $\theta$  entraîne que les réponses des points situés à une même distance sont intégrés ensemble et localisés à la même position dans l'image SAR (figure 1.3).

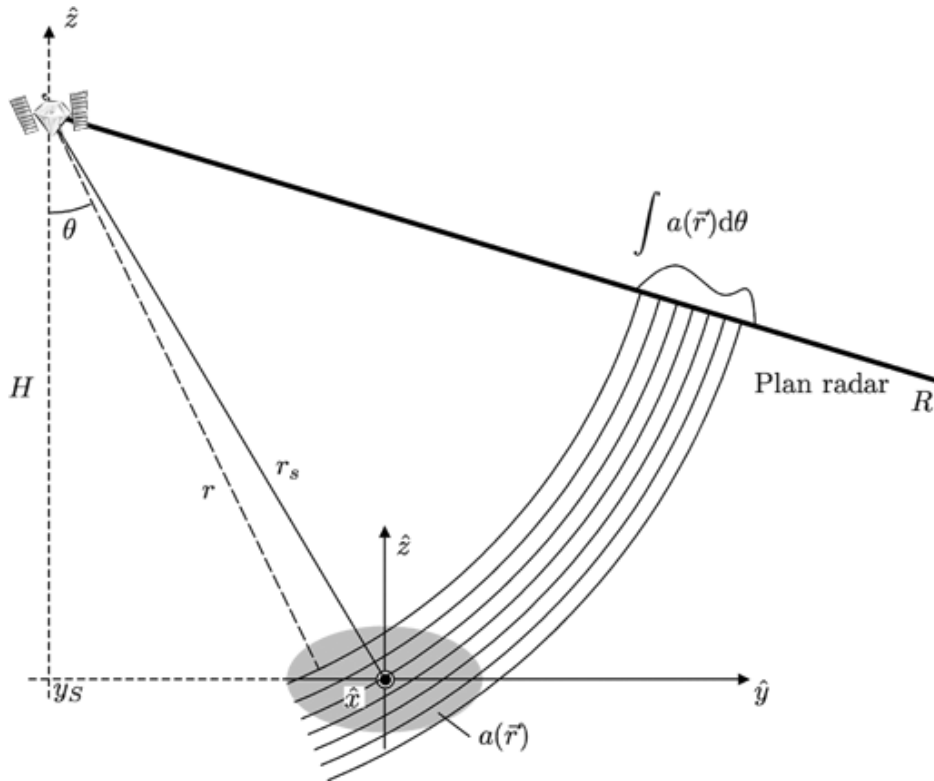


FIG. 1.3 – Projection cylindrique de la cible.

L'image SAR complexe, sous l'approximation de BORN, peut être écrite :

$$u(x, r) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} a(x', r') e^{-i2kr'} h(x - x', r - r') dx' dr' \quad (1.34)$$

Dans cette équation, les variables  $(x, r)$  désignent les dimensions de l'image, tandis que les coordonnées  $(x', y')$  indiquent la position d'un diffuseur particulier à l'intérieur de la cellule de résolution.

De façon à pouvoir interpréter simplement l'effet de la réponse impulsionnelle d'un SAR, il est utile de développer une **approximation en onde plane** de (1.34). L'onde cylindrique, exprimée par le terme de phase  $\exp(-i2kr')$  dans (1.34), peut être approximée par une onde plane en considérant uniquement un voisinage restreint autour du point étudié. Ainsi, la position radiale  $r'$ , qui réfère à n'importe quel diffuseur à l'intérieure de la cellule de résolution, peut être approximée par :

$$r' \approx r + \vec{k} \cdot \vec{r}'_S \quad (1.35)$$

où  $r$  représente la position radiale du centre de la cellule de résolution,  $\vec{k}$  le vecteur d'onde défini par :

$$\vec{k} = k \begin{bmatrix} 0 \\ \sin \theta \\ -\cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

$k$  étant le nombre d'onde égal à  $2\pi/\lambda$ .  $\vec{r}'_S$  représente le vecteur position d'un diffuseur particulier par rapport au centre de la cellule de résolution. Ainsi l'image SAR complexe peut s'exprimer dans l'approximation onde plane :

$$\begin{aligned} u(x, r) &= e^{-i2kr} \int_{V'} a(x', r') e^{-i2\vec{k}\vec{r}'_S} h(x - x', r - r') dV' \\ &= \left( e^{-i2kr} \int a(x, y_0 + r \sin \theta, z_0 - r \cos \theta) r d\theta \right) ** h(x, r) \end{aligned} \quad (1.37)$$

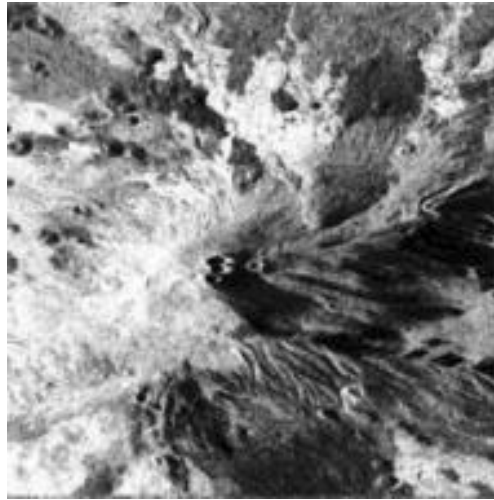


FIG. 1.4 – Image d'amplitude du Mont Etna, Sicile, Italie, X-SAR/SIR-C.

La figure 1.4 montre le cas du mont Etna, Italie, vu par le capteur SIR-C, en bande X. L'image montre l'amplitude de l'image complexe, après compression des données en azimuth et en distance. Il est possible de reconnaître les cratères et autres formes du volcan.

### 1.1.5 Le speckle

Les images radar d'environnement éclairés par une onde électromagnétique cohérente présentent des granulations cohérentes spécifiques, qui limitent l'interprétation des propriétés macroscopiques de la scène observée, en lui donnant une apparence chaotique et désordonnée. La majorité des milieux naturels présentent des diffuseurs élémentaires dont les dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde incidente. Les surfaces peuvent être alors extrêmement rugueuses et des milieux hétérogènes sources de multiples réflexions aléatoires. Ces réflecteurs élémentaires présentent alors des diffusions indépendantes. La propagation de cette onde réfléchie vers le point d'observation résulte de l'addition cohérente des diffuseurs élémentaires auxquels sont affectés des retards dépendant de la longueur d'onde et de l'état microscopique de la surface ainsi que de la géométrie, comme le montre la figure 1.5(a)

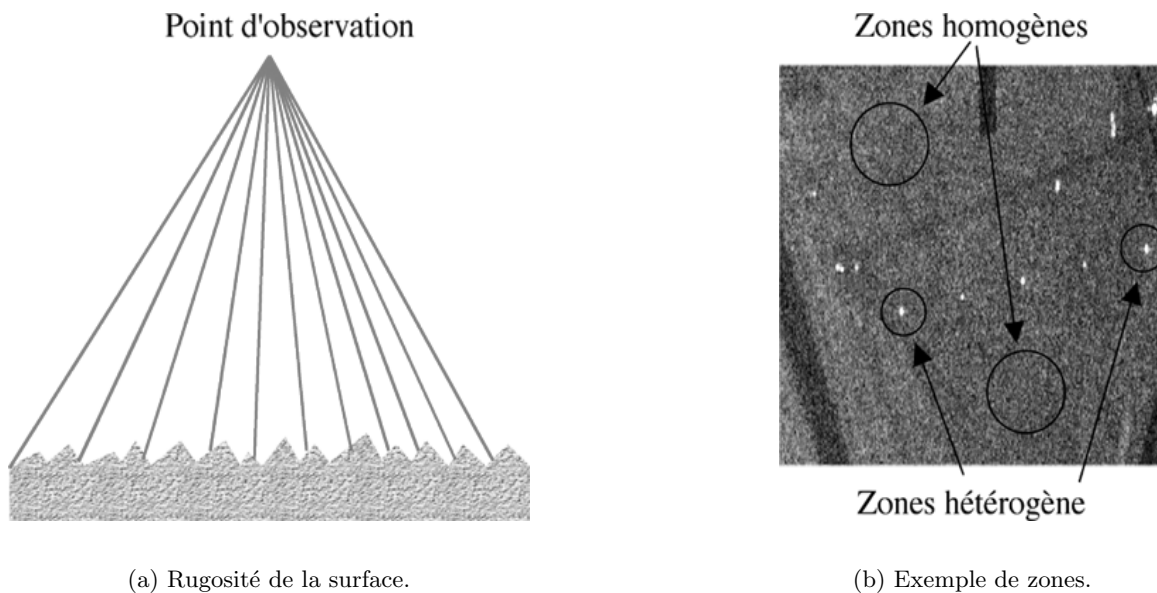


FIG. 1.5 – Fomation du speckle.

L'interférence de ces ondes déphasées mais cohérentes engendre des granulations dans l'image connue sous le nom de **speckle**. L'effet speckle se traduit sur l'image par la présence d'une multitude de points soit brillants où l'interférence associée est fortement constructive, soit obscurs lorsque l'interférence est destructive. Le speckle n'est donc pas le résultat d'une variabilité spatiale des propriétés physiques ou électromagnétiques de la surface illuminée par le radar. Dans toute l'image radar, il est courant de rencontrer aussi bien des parcelles où la seule texture présente est celle du speckle (zone homogène), que des parcelles présentant des variations spatiales propres à l'environnement autre que celles du speckle (zone hétérogène), comme le montre la figure 1.5(b). Il est alors indispensable de mettre en place une procédure de réduction de speckle pour une meilleure détection des cibles ainsi que pour une meilleure classification et identification des divers mécanismes de diffusion, présent au sein de l'environnement (*cf. Chapitre 5*).



## 1.2 L'interférométrie SAR

Comme il en a été mentionné dans la section précédente, les images SAR possèdent une symétrie sphérique. Ainsi deux cibles situées à une même distance du capteur mais à des hauteurs différentes peuvent apparaître dans un même pixel. Ceci entraîne une ambiguïté et aucune information sur la hauteur des diffuseurs ne peut être obtenue. Pour obtenir plus d'information par exemple au sujet de la topographie de la scène éclairée, il est nécessaire de briser cette symétrie. Pour cela, une seconde image est simplement utilisée, acquise à partir d'un angle de vue légèrement différent. Il y a deux possibilités pour acquérir des images interférométriques. Soit les capteurs sont montés sur une même plate-forme, séparés physiquement par une distance nommée **base interférométrique**. Ce principe est appelé : interférométrie mono-passe. Soit la plate-forme fait une première passe pour enregistrer les données et refait une autre passe après un certain temps mais sur une autre trajectoire. Dans ce cas, la base interférométrique est générée par la distance entre les deux trajectoires et ce principe est nommé : interférométrie multi-passe [Maître 01]. Afin d'introduire le principe de l'interférométrie, une approche similaire à la photogrammétrie optique est utilisée, la **stéréo-radargrammétrie**.

### 1.2.1 La stéréo-radargrammétrie

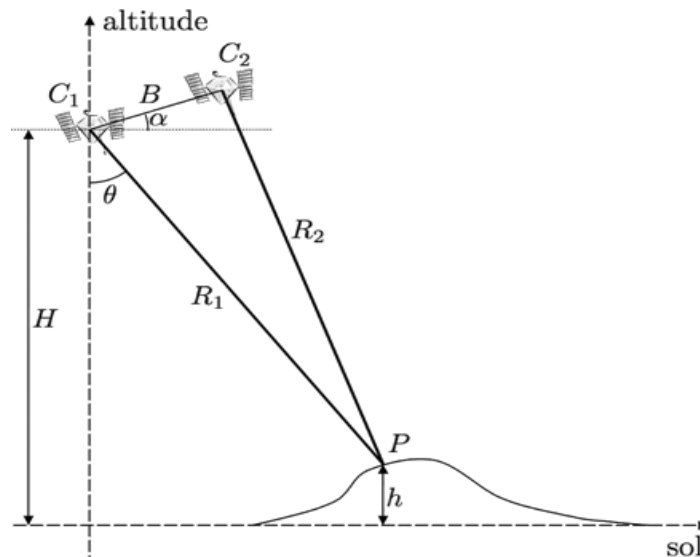


FIG. 1.6 – Géométrie utilisée pour la stéréo-radargrammétrie.

Il s'agit d'une approche simple pour obtenir des informations sur la hauteur d'une cible (figure 1.6) en utilisant deux images stéréographiques. Soient  $C_1$  et  $C_2$ , deux capteurs séparés par une distance nommée base interférométrique,  $B$ , qui observent une même scène au sol,  $H$  est la hauteur entre le capteur  $C_1$  et le sol,  $P$  est une cible localisée dans la scène à une hauteur  $h$ .  $R_1$  et  $R_2$  sont les distances radiales entre les deux capteurs et la cible  $P$ .  $\theta$  est l'angle de visée du capteur  $C_1$ ,  $\alpha$  est l'angle formé entre la base et l'horizontale. La connaissance avec précision des paramètres géométriques permet la détermination de la position d'un point dans les trois dimensions par une simple triangulation. A partir de l'estimation de l'angle d'incidence  $\theta$ , donnée par :

$$\sin(\theta - \alpha) = \frac{R_1^2 - R_2^2 + B^2}{2R_1B} \quad (1.38)$$

La hauteur  $h$  de la cible est obtenue suivant :

$$h = H - R_1 \cos \theta \quad (1.39)$$

L'inconvénient majeur de la stéréo-radargrammétrie est que cette approche dépend fortement de la précision de  $R_1$  et  $R_2$ . Ces deux valeurs sont seulement connues avec une précision de l'ordre de la résolution en distance du SAR qui est de quelques mètres. Ceci limite la résolution en hauteur espérée à des valeurs autour d'une centaine de mètres. Cette méthode est néanmoins utilisée pour générer des modèles numériques de terrain (MNT) de planètes comme dans le cadre de la télédétection de la planète Vénus.

### 1.2.2 Principe de l'interférométrie SAR

La configuration utilisée en interférométrie SAR est identique à celle de la stéréo-radargrammétrie (figure 1.6) mais en utilisant une base interférométrique  $B$  beaucoup plus faible.

Soit  $u_1(x, r)$  et  $u_2(x, r)$  deux images SAR complexes :

$$u_1(x, r) = |u_1(x, r)|e^{i\phi_1(x, r)} \text{ et } u_2(x, r) = |u_2(x, r)|e^{i\phi_2(x, r)} \quad (1.40)$$

Ces deux signaux sont composés d'un module, représentant la radiométrie, et d'une phase. L'analyse de cette phase indique qu'elle est composée de deux termes :

$$\phi_{1,2}(x, r) = \phi_{1,2_{propre}}(x, r) + \frac{4\pi}{\lambda} R_{1,2} \quad (1.41)$$

Le premier terme de la phase d'une image SAR,  $\phi_{1,2_{propre}}(x, r)$ , représente un déphasage dû à l'interaction entre l'onde et la surface, nommée phase propre, ayant un comportement aléatoire et difficile à estimer. Le second terme est dû à un déphase qui est causé par le trajet emprunté par l'onde.

L'idée générale de l'interférométrie SAR est de considérer que la phase propre des deux images SAR est identique,  $\phi_{1_{propre}}(x, r) = \phi_{2_{propre}}(x, r)$ , car la différence des angles de vue est faible. Alors, la phase interférométrique est directement proportionnelle à la différence des trajets  $R_1$  et  $R_2$  :

$$\Delta\phi(x, r) = \phi_1(x, r) - \phi_2(x, r) = \frac{4\pi}{\lambda} (R_1 - R_2) \quad (1.42)$$

La mesure de ce déphasage est très précise, mais n'est connue que modulo  $2\pi$ .  $\Delta\phi(x, r)$  est appelé **interférogramme**. Cette image est souvent constituée de franges dues aux repliements de la phase modulo  $2\pi$ . La figure 1.7(b) montre un exemple d'interférogramme, il s'agit de celui du Mont Etna, Italie, généré à partir d'une paire d'images SAR interférométriques acquises par le capteur SIR-C / X-SAR, en bande X. L'action qui permet de retrouver l'information de la différence de marche à partir d'un interférogramme se

fait par un déroulement de phase. Il existe de nombreuses méthodes de déroulement de phases présentant chacune leur avantage et leur inconvénient. Ghiglia, dans son ouvrage [Ghiglia 98], propose une synthèse des différentes méthodes existantes.

Le calcul de l'interférogramme s'effectue en recherchant la valeur de  $\Delta\phi(x, r)$  pour tout point de la scène étudiée. Dans la pratique, il suffit de calculer le coefficient de corrélation entre les deux signaux  $u_1(x, r)$  et  $u_2(x, r)$  :

$$\rho(x, r) = \frac{u_1(x, r)u_2^*(x, r)}{\sqrt{|u_1(x, r)|^2|u_2(x, r)|^2}} \quad (1.43)$$

ainsi,  $\rho(x, r)$  est une valeur complexe dont le module est 1, si elle est calculée pour un seul pixel, et la phase représente le terme  $\Delta\phi(x, r)$  cherchée. L'estimation de l'amplitude se fait par une estimation locale, présentée dans la section 1.2.3.3 [Maître 01].

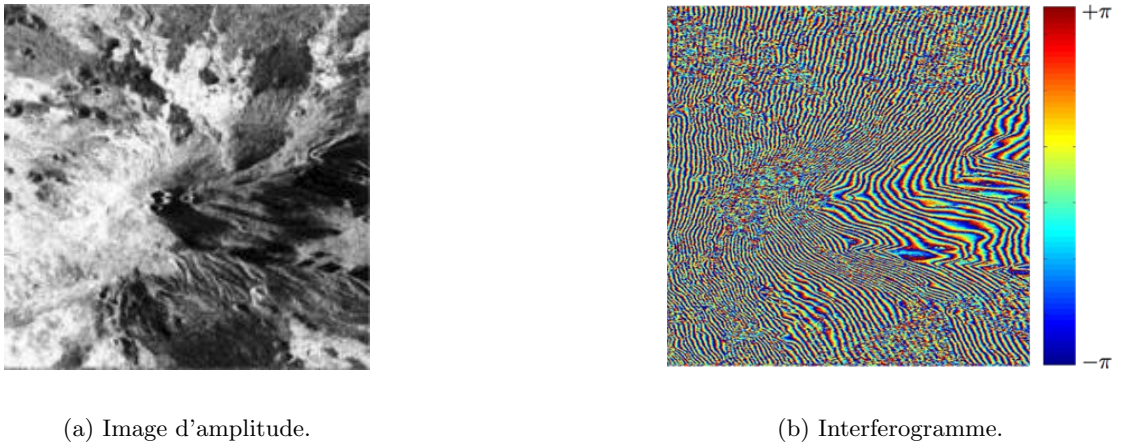


FIG. 1.7 – Le Mont Etna, Sicile, Italie, SIR-C/X-SAR, bande X.

### 1.2.3 Interprétation de la phase interférométrique

Il est important d'analyser les informations contenues dans la phase interférométrique. A partir de (1.38), il est possible d'estimer la différence de trajet  $\Delta R = R_1 - R_2$  en négligeant les termes en  $\Delta R^2$  :

$$\Delta R = -\frac{B^2}{2R} + B \sin(\theta - \alpha) \quad (1.44)$$

Dans le cas où la valeur de la base est faible en comparaison avec les distances radiales  $R_1$  et  $R_2$ , alors le premier terme de l'équation précédente est négligeable, ce qui donne :

$$\Delta R \approx B \sin(\theta - \alpha) \quad (1.45)$$

Communément, il est utile de décomposer la base en deux termes, la base parallèle,  $B_{||}$ , et la base ortho-normale,  $B_{\perp}$  (figure 1.8).

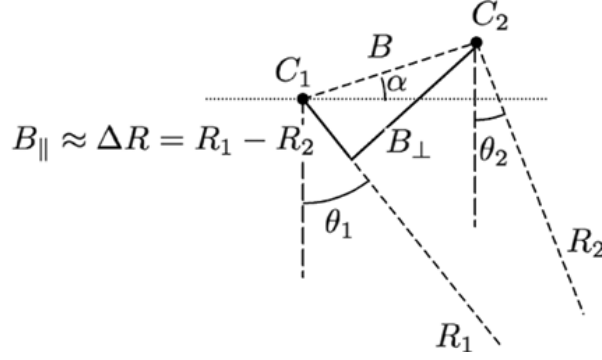


FIG. 1.8 – Base parallèle et base normale.

Les valeurs des bases parallèles et normales sont reliées à la valeur de la base par :

$$B_{\parallel} = B \sin(\theta - \alpha) \text{ et } B_{\perp} = B \cos(\theta - \alpha) \quad (1.46)$$

Ainsi la phase interférométrique  $\Delta\phi$  peut s'écrire en fonction des valeurs des bases :

$$\Delta\phi = \frac{4\pi}{\lambda}(R_1 - R_2) = \frac{4\pi}{\lambda}\Delta R = \frac{4\pi}{\lambda}B \sin(\theta - \alpha) = \frac{4\pi}{\lambda}B_{\parallel} \quad (1.47)$$

Cette phase contient les informations au sujet de la distance radiale, ou **phase de la terre plate** :  $\phi_{fe}$ , et de la hauteur de la cible  $P$ , ou **phase topographique** :  $\phi_{topo}$

### 1.2.3.1 La phase de la terre plate

Comme le montre la figure 1.7(b), il est possible de dénoter de nombreuses franges. Ces franges sont dues au fait que deux points situés à une même hauteur mais à des positions radiales différentes n'ont pas la même valeur de phase interférométrique à cause de l'angle de vue du radar. Ainsi, même si le terrain étudié est totalement plat, l'interférogramme présente des franges. C'est en utilisant cette propriété qu'il est possible de calculer la phase de la terre plate. Pour cela, deux cibles,  $P$  et  $P'$ , situées à la même hauteur mais à des positions différentes sont considérées (figure 1.9). Cette hauteur est appelée **hauteur de référence** et correspond à la hauteur à laquelle des images SAR ont été générées.

Cette configuration introduit un changement de l'angle d'incidence  $\Delta\theta_R$ , ainsi qu'un changement de la base orthogonale  $B_{\perp}$ . Pour pouvoir observer les effets dus uniquement à la topographie, il est nécessaire de séparer ces deux composantes. En utilisant une approximation faible angle, il est possible de montrer que la différence de phase interférométrique entre  $P$  et  $P'$  est proportionnelle à la différence de la distance radiale  $\Delta R_{SR}$  :

$$\phi_{fe} = \Delta\phi_P - \Delta\phi_{P'} \approx \frac{4\pi}{\lambda} \frac{B_{\perp}}{R_1 \tan \theta} \Delta R_{SR} \quad (1.48)$$

Un interférogramme SAR d'un terrain plat montre des franges parallèles à la direction du vol. Dans le cas général, la phase topographique est superposée à l'interférogramme. La composante de la phase de la terre

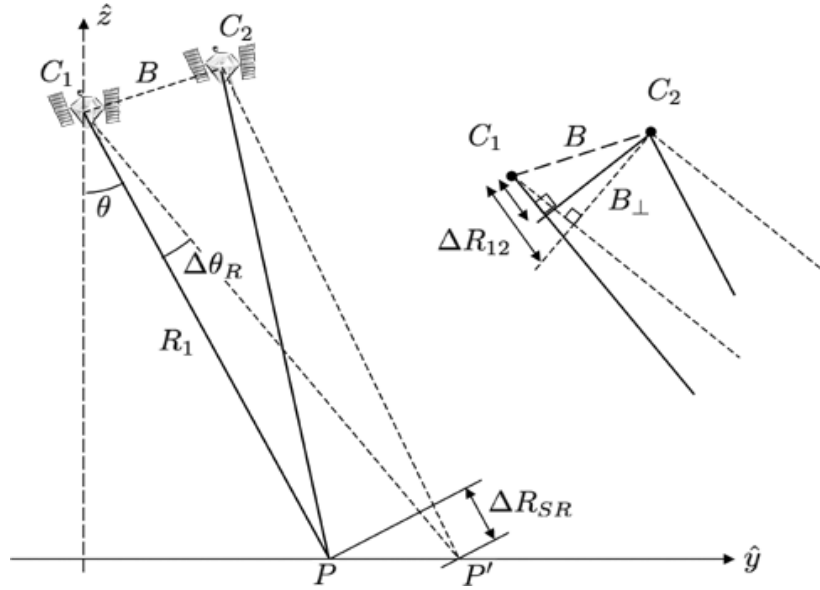


FIG. 1.9 – Géométrie utilisée pour la calcul de la phase de la terre plate.

plate peut être exactement estimée à partir de la géométrie utilisée pour acquérir les données et doit être soustraite de manière à analyser uniquement la phase topographique. La figure 1.10 montre la correction de la phase de la terre plate appliquée sur les données du Mont Etna. L'image (a) montre l'interférogramme original tandis que l'image (b) montre l'interférogramme après correction de la phase de la terre plate. Il est important de noter que la phase de la terre plate est une information de l'interférogramme. Par contre elle ne contient aucune information au sujet du processus de diffusion. De plus, il est nécessaire de l'enlever pour des algorithmes ayant besoin d'un faible taux de franges (les méthodes de déroulement de phase [Ghiglia 98]).

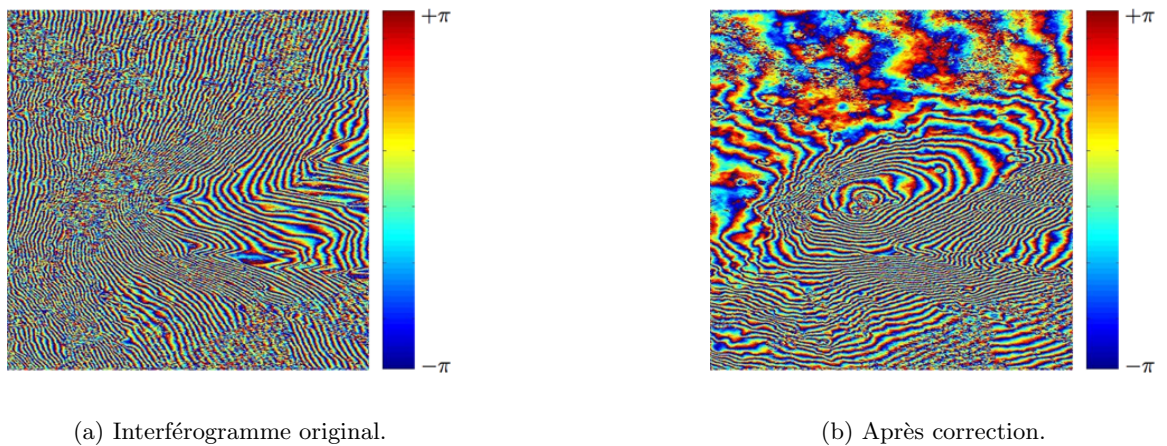


FIG. 1.10 – Correction de la phase de la terre plate.

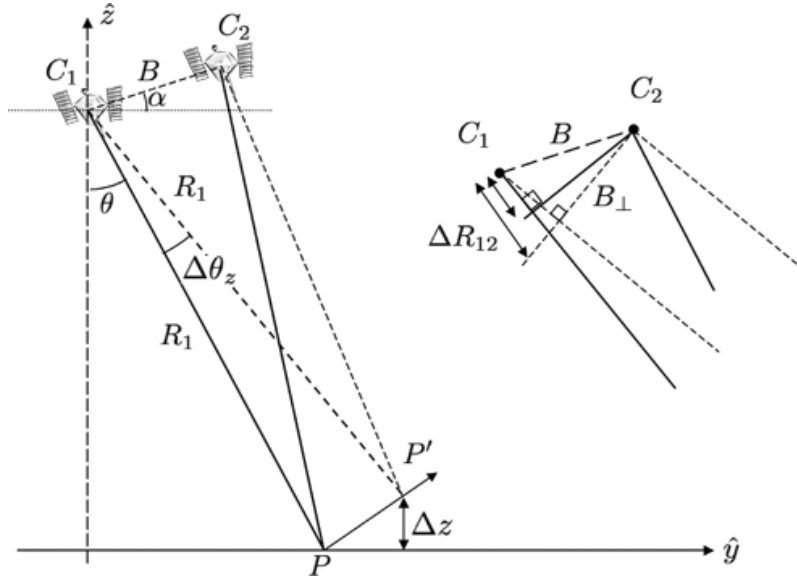


FIG. 1.11 – Géométrie utilisée pour le calcul de la sensibilité en hauteur.

### 1.2.3.2 Sensibilité en hauteur - La phase topographique

La sensibilité en hauteur est calculée en considérant deux cibles  $P$  et  $P'$  ayant la même distance radiale  $R_1$  mais positionnées à des hauteurs différentes  $\Delta z = h_p - h'_p$  (figure 1.11). L'angle de vue varie donc de  $\Delta\theta_z$  et la phase interférométrique pour le point  $P'$  devient :

$$\Delta\phi_{P'} = \frac{4\pi}{\lambda} B \sin(\theta + \Delta\theta_z - \alpha) \quad (1.49)$$

De manière à obtenir la contribution de la phase causée par la différence en hauteur  $\Delta z$  entre les deux points, la dépendance radiale de la phase est soustraite, c'est-à-dire que la phase de la terre plate est enlevée, ainsi :

$$\phi_{topo} = \Delta\phi_P - \Delta\phi_{P'} \approx \frac{4\pi}{\lambda} B \cos(\theta - \alpha) \Delta\theta_z \quad (1.50)$$

En utilisant l'approximation suivante :  $R_1 \Delta\theta_z \approx R_1 \sin(\Delta\theta_z) = \Delta z / \sin \theta$ , supposant que  $\Delta\theta_z$  est faible, la différence de phase interférométrique liée à la variation de hauteur  $\Delta z$  est donnée par :

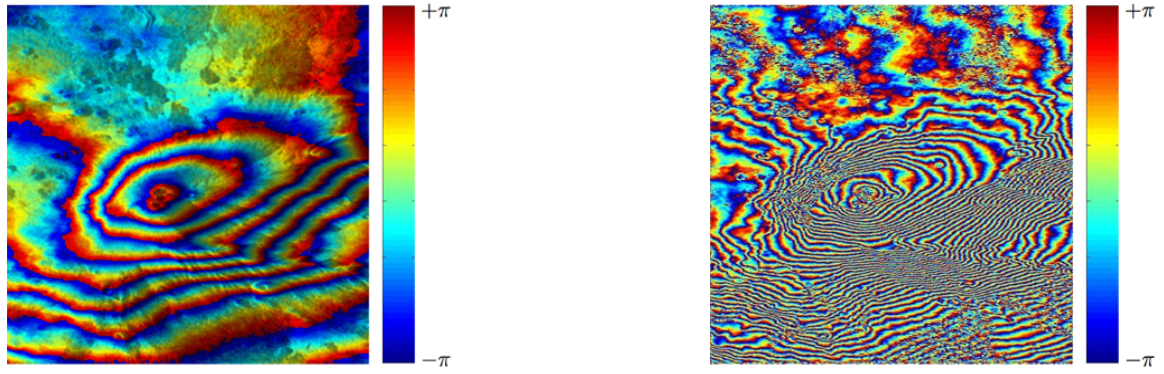
$$\phi_{topo} = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{B_{\perp}}{R_1 \sin \theta} \Delta z \quad (1.51)$$

Ceci montre que la sensibilité en hauteur dépend de la base orthogonale, de la longueur d'onde, ainsi que de la distance radiale.

A titre d'exemple la figure 1.12 montre deux d'interférogrammes, du Mont Etna, Italie, pour deux différentes bases interférométriques.

Finalement, la sensibilité en hauteur suit la relation suivante :

$$\frac{\phi_{topo}}{\Delta z} = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{B_{\perp}}{R_1 \sin \theta} \quad (1.52)$$



(a) Base interférométrique de 12 m.

(b) Base interférométrique de 60 m.

FIG. 1.12 – Interférogrammes pour différentes longueurs de base interférométrique.

A partir de cette relation, il est possible de définir la **hauteur d'ambiguïté**, c'est-à-dire la différence de hauteur correspondant à une différence de phase de  $\phi_{topo} = 2\pi$  :

$$\Delta z_{2\pi} = \frac{\lambda}{2} \frac{R_1 \sin \theta}{B_{\perp}} \quad (1.53)$$

Ainsi, plus la base orthogonale est faible, plus la hauteur d'ambiguïté est forte, mais, en contrepartie, la résolution en hauteur est faible. Tandis que si la base orthogonale est forte, alors la hauteur d'ambiguïté diminue, entraînant une meilleure précision mais aussi des franges isophases supplémentaires nécessitant une procédure de déroulement de phase.

En pratique le calcul de la phase topographique se fait en calculant la différence de phase entre la phase interférométrique et la phase de la terre plate :

$$\phi_{topo} = \arg(u_1 u_2^* e^{-i\phi_{fe}}) \quad (1.54)$$

A partir de (1.51) il est possible de retrouver la variation de hauteur  $\Delta z$  correspondant à la différence de hauteur entre la hauteur de la cible et la hauteur de référence.

### 1.2.3.3 La cohérence interférométrique

La cohérence entre deux images SAR interférométriques est un facteur important qui indique la qualité de l'interférogramme. En général, la considération d'indépendance entre la réflectivité complexe et l'angle d'incidence n'est pas correct. Pour l'interférométrie multi-passe, il faut aussi une stabilité dans le temps. Dans le cas contraire, l'interférogramme apparaît bruité, réduisant la précision de l'estimation de la hauteur ce qui limite aussi la possibilité d'enlever l'ambiguïté de la phase lors du déroulement de phase. Cette mesure qui permet d'indiquer la qualité d'un interférogramme est le coefficient de l'intercorrélacion entre deux images SAR, appelée aussi la cohérence interférométrique :

$$\gamma = \frac{|E(u_1 u_2^*)|}{\sqrt{E(u_1 u_1^*) E(u_2 u_2^*)}} \quad (1.55)$$

Dans la pratique, l'opérateur  $E(\dots)$  de l'équation (1.55) doit être remplacé par une moyenne spatiale car seulement une mesure de  $u_1 u_2^*$  est disponible :

$$\gamma = \frac{|\langle u_1 u_2^* \rangle|}{\sqrt{\langle u_1 u_1^* \rangle \langle u_2 u_2^* \rangle}} \quad (1.56)$$

La cohérence varie entre 0 (i.e. aucune corrélation) et 1 lorsque les deux images sont identiques (figure 1.13).

Deux principaux facteurs limitent la cohérence (sans compter les problèmes dus au traitement des données) et donc la qualité de l'interférogramme. Le premier est la dépendance angulaire de la réflectivité complexe des cibles naturelles, spécialement dans le cas de cibles volumiques telles que les forêts où la réflectivité change rapidement même pour des faibles différences d'angle d'incidence. Le second est la décorrélation temporelle pour le cas multi-passe qui peut affecter la qualité de l'interférogramme à cause des cibles distribuées. Le changement d'échelle de la longueur d'onde peut aussi détériorer la cohérence, ainsi les longueurs d'onde courtes telles que les bandes X et P sont les plus affectées.

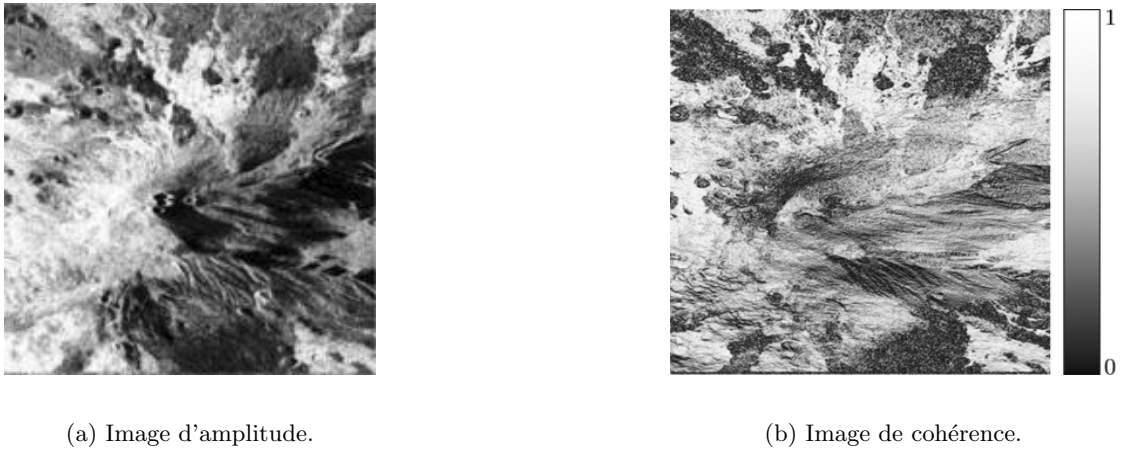


FIG. 1.13 – Le Mont Etna - La cohérence.

#### 1.2.4 Modèle de signaux interférométriques

La description de l'interférométrie au moyen de l'approche géométrique s'adapte bien dans le cas de diffuseurs déterministes. Mais la plupart des cibles observées par un capteur SAR sont des cibles distribuées, il est nécessaire d'augmenter la complexité de la description du modèle interférométrique de façon à obtenir une réponse d'un tel système à ce type de diffuseurs [Bamler 98].

A partir de la forme intégrale des équations de formation d'une image SAR et de l'approximation en onde plane (1.37), les deux image SAR peuvent être formulées de la façon suivante :

$$u_1(x_1, r_1) = e^{-i2k_1 r_1} \int_{V'} a_1(x', y', z') e^{-i2\vec{k}_1 \vec{r}'} h(x_1 - x'_1, r_1 - r'_1) dV' + n_1(x_1, r_1) \quad (1.57)$$



$$u_2(x_2, r_2) = e^{-i2k_2 r_2} \int_{V'} a_2(x', y', z') e^{-i2\vec{k}_2 \vec{r}'} h(x_2 - x'_2, r_2 - r'_2) dV' + n_2(x_2, r_2) \quad (1.58)$$

La définition de  $\vec{k}_1$  et  $\vec{k}_2$  est donnée par (1.36). L'interférogramme est formé par la multiplication de la première image  $u_1(x, r_1)$  par le complexe conjugué de la seconde  $u_2(x, r_2)$ . En général, les réflectivités complexes  $a_1(x', y', z')$  et  $a_2(x', y', z')$  ne sont pas identiques car les propriétés d'un diffuseur peuvent varier dans l'intervalle de temps entre les deux acquisitions. Néanmoins, il est possible de les considérer comme partiellement corrélées, ainsi :

$$\langle a_1(x, y, z) a_2(x', y', z') \rangle = \sigma_{v_e}(x', y', z') \delta((x', y', z') - (x, y, z)) \quad (1.59)$$

Le coefficient de diffusion du volume effectif,  $\sigma_{v_e}$ , exprime la quantité de corrélation entre les deux réflectivités complexes. Puisque le bruit et le signal ne sont pas corrélés, la réponse interférométrique donnée par la corrélation croisée des deux images SAR devient :

$$\langle u_1(x, r_1) u_2^*(x, r_2) \rangle = e^{-\Delta\phi} \int_{V'} \sigma_{v_e}(x', y', z') e^{-2i(\vec{k}_1 - \vec{k}_2) \cdot \vec{r}'} |h(\cdot)|^2 dV' \quad (1.60)$$

avec

$$h(\cdot) = h(x - x', r - r') \quad (1.61)$$

Les fonctions d'autocorrélation des deux signaux interférométriques sont définies de la façon suivante :

$$\langle a_n(x, y, z) a_n(x', y', z') \rangle = \sigma_{v_n}(x, y, z) \delta((x', y', z') - (x, y, z)) \text{ avec } n = 1, 2 \quad (1.62)$$

Les signaux d'intensité des deux images SAR sont définis comme :

$$\langle u_1 u_1^* \rangle = \int_{V'} \sigma_{v_1}(x', y', z') |h(x - x', r_1 - r'_1)|^2 dV' + N_1 \quad (1.63)$$

$$\langle u_2 u_2^* \rangle = \int_{V'} \sigma_{v_2}(x', y', z') |h(x - x', r_2 - r'_2)|^2 dV' + N_2 \quad (1.64)$$

où  $N_m = E\{n_m \cdot n_m^*\}$  dénote la puissance du bruit.

#### 1.2.4.1 Etude de la cohérence interférométrique

En utilisant la définition de la cohérence (1.55) ainsi que les équations (1.60), (1.63) et (1.64), en supposant, par simplification, que les intensités des images individuelles sont égales :  $\sigma_{v_1} = \sigma_{v_2} = \sigma_v$ , alors la cohérence peut s'écrire de la façon suivante :

$$\gamma = \frac{\left| \int_V \sigma_{v_e} e^{-2i(\vec{k}_1 - \vec{k}_2) \cdot \vec{r}'} |h(\cdot)|^2 dV \right|}{\int_V \sigma_v |h(\cdot)|^2 dV + N} \quad (1.65)$$

Par extension du numérateur et du dénominateur de l'équation (1.65), il est possible de décomposer la cohérence interférométrique suivant les différentes contributions :

$$\begin{aligned}\gamma &= \frac{\int_V \sigma_v |h(\cdot)|^2 dV}{\int_V \sigma_v |h(\cdot)|^2 dV + N} \frac{\int_V \sigma_{v_e} |h(\cdot)|^2 dV}{\int_V \sigma_v |h(\cdot)|^2 dV} \frac{\left| \int_V \sigma_{v_e} e^{-2i(\vec{k}_1 - \vec{k}_2) \cdot \vec{r}'} |h(\cdot)|^2 dV \right|}{\int_V \sigma_{v_e} |h(\cdot)|^2 dV} \\ &= \gamma_{SNR} \gamma_{temp} \gamma_{spatial}\end{aligned}\quad (1.66)$$

- La décorrélation causée par le bruit additif est nommée :  $\gamma_{SNR}$ . Le rapport signal à bruit  $SNR$  est supposé identique dans les deux images, ainsi :

$$\begin{aligned}\gamma_{SNR} &= \frac{|\int_V \sigma_v |h(\cdot)|^2 dV|}{\int_V \sigma_v |h(\cdot)|^2 dV + N} \\ &= \frac{1}{1 + \frac{N}{|\int_V \sigma_v |h(\cdot)|^2 dV|}} \\ &= \frac{1}{1 + (SNR)^{-1}}\end{aligned}\quad (1.67)$$

- La décorrélation temporelle est nommée :  $\gamma_{temp}$ . Elle est causée par les changements de la géométrie des diffuseurs ainsi que par le comportement de rétrodiffusion des diffuseurs dans la cellule de résolution pendant l'intervalle de temps entre les deux acquisitions :

$$\gamma_{temp} = \frac{|\int_V \sigma_{v_e} |h(\cdot)|^2 dV|}{\int_V \sigma_v |h(\cdot)|^2 dV} \quad (1.68)$$

Si  $\sigma_{v_e} = \sigma_v$  alors  $\gamma_{temp}$  atteint la valeur de 1. Dans l'autre cas extrême où les deux images ne sont pas corrélées,  $\sigma_{v_e} = 0$ , alors  $\gamma_{temp}$  devient nul.

- La décorrélation causée par la différence entre les angles de vue est nommée  $\gamma_{spatial}$  :

$$\gamma_{spatial} = \frac{|\int_V \sigma_{v_e} e^{-2i(\vec{k}_1 - \vec{k}_2) \cdot \vec{r}'} |h(\cdot)|^2 dV|}{\int_V \sigma_{v_e} |h(\cdot)|^2 dV} \quad (1.69)$$

La différence entre les 2 angles de vue, exprimée par le choix des deux vecteurs d'onde  $\vec{k}_1$  et  $\vec{k}_2$  introduit une décorrélation dans l'interférogramme.

Pour une meilleure compréhension de la décorrélation spatiale, il est nécessaire d'évaluer le produit scalaire dans l'équation (1.69). En utilisant  $\Delta k = k_1 - k_2$ , il est possible de reformuler  $k_1 = k + \Delta k/2$  et  $k_2 = k - \Delta k/2$ . En écrivant  $\vec{r}' = (x', y', z')$  et en utilisant la définition des vecteurs d'onde  $\vec{k}_1$  et  $\vec{k}_2$  (1.36), les résultats suivants sont obtenus :

$$\begin{aligned}
(\vec{k}_1 - \vec{k}_2) \cdot \vec{r}' &= \left( \begin{bmatrix} 0 \\ (k + \frac{\Delta k}{2}) \sin \theta_1 \\ -(k + \frac{\Delta k}{2}) \cos \theta_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ (k - \frac{\Delta k}{2}) \sin \theta_2 \\ -(k - \frac{\Delta k}{2}) \cos \theta_2 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{bmatrix} \\
&= (2k \sin \frac{\theta_1 - \theta_2}{2} \cos \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} + \frac{\Delta k}{2} 2 \sin \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \cos \frac{\theta_1 - \theta_2}{2}) y' + \\
&\quad (2k \sin \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \sin \frac{\theta_1 - \theta_2}{2} - \frac{\Delta k}{2} 2 \cos \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \cos \frac{\theta_1 - \theta_2}{2}) z' \tag{1.70}
\end{aligned}$$

En posant  $\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2$ ,  $\theta = (\theta_1 + \theta_2)/2$ . En utilisant l'approximation des petits angles,  $\sin \Delta\theta \approx \Delta\theta$  et  $\cos \Delta\theta \approx 1$ , alors (1.70) devient :

$$\begin{aligned}
(\vec{k}_1 - \vec{k}_2) \cdot \vec{r}' &= (2k \sin \frac{\Delta\theta}{2} \cos \theta + \frac{\Delta k}{2} 2 \sin \theta \cos \frac{\Delta\theta}{2}) y' + (2k \sin \theta \sin \frac{\Delta\theta}{2} - \frac{\Delta k}{2} 2 \cos \theta \cos \frac{\Delta\theta}{2}) z' \\
&= (k \Delta\theta \cos \theta + \Delta k \sin \theta) y' + (k \Delta\theta \sin \theta - \Delta k \cos \theta) z' \tag{1.71}
\end{aligned}$$

En employant une fois de plus l'approximation des petits angles, alors  $\Delta\theta \approx \sin \Delta\theta = B_\perp / R_1$ , où  $B_\perp$  est la composante orthogonale de la base, le résultat suivant est obtenu :

$$(\vec{k}_1 - \vec{k}_2) \cdot \vec{r}' = (k \frac{B_\perp}{R_1} \cos \theta + \Delta k \sin \theta) y' + (k \frac{B_\perp}{R_1} \sin \theta - \Delta k \cos \theta) z' \tag{1.72}$$

En introduisant le résultat de (1.72) dans la formulation de la cohérence spatiale (1.69), cette dernière peut être ainsi séparée en deux contributions :

$$\gamma_{spatial} = \gamma_{surface} \gamma_{volume} \tag{1.73}$$

où  $\gamma_{surface}$  exprime la décorrélation d'une surface :

$$\gamma_{surface} = \frac{|\int \exp(-2i(k \frac{B_\perp}{R_1} \cos \theta + \Delta k \sin \theta) y') |h(\cdot)|^2 dx' dy'|}{\int |h(\cdot)|^2 dx' dy'} \tag{1.74}$$

et  $\gamma_{volume}$  représente la décorrélation causée par une distribution en hauteur :

$$\gamma_{volume} = \frac{|\int \sigma_{v_e} \exp(-2i(k \frac{B_\perp}{R_1} \sin \theta - \Delta k \sin \cos) z') dz'|}{\int \sigma_{v_e} dz'} \tag{1.75}$$

#### 1.2.4.2 Décalage spectral

Dans cette section, seul le cas d'une diffusion de surface est abordé. En partant de (1.74), il est possible d'éliminer la décorrélation de surface des interférogramme en choisissant  $\Delta k$  tel que :

$$\Delta k = -k \frac{B_{\perp}}{R_1 \tan \theta} = -\frac{2\pi}{\lambda} \frac{B_{\perp}}{R_1 \tan \theta} \quad (1.76)$$

Dans ce cas, l'exponentielle de (1.74) disparaît et  $\gamma_{surface} = 1$ . Mais dans la plupart des systèmes SAR, la fréquence du radar est constante par construction ( $\Delta k = 0$ ). Afin d'améliorer la cohérence, il est nécessaire que les filtres du processus fonctionnent à différentes fréquences centrales. Cette procédure est connue comme le filtrage par décalage spectral. Ainsi, comme  $\Delta k = 0$ , il est nécessaire de décaler dans le domaine spectral la fonction de réponse impulsionnelle  $h_2(x, r)$ , ce qui correspond à appliquer un déphasage dans le domaine spatial :

$$h_2(x, r) = h_1(x, r) e^{-i2r \frac{2\pi B_{\perp}}{\lambda R_1 \tan \theta}} \quad (1.77)$$

Ce qui donne dans le domaine spectral :

$$\begin{aligned} \text{Domaine spatial} &\Leftrightarrow \text{Domaine spectral} \\ h(x, r) &\Leftrightarrow H(f_x, f_r) = \iint h(x, r) e^{-i2\pi f_x x} e^{-i2\pi f_r r} dx dr \\ h(x, r) e^{-i2r \frac{2\pi B_{\perp}}{\lambda R_1 \tan \theta}} &\Leftrightarrow \iint h(x, r) e^{-i2\pi f_x x} e^{-i2\pi f_r r} e^{-i2 \frac{2\pi B_{\perp}}{\lambda R_1 \tan \theta} r} dx dr = H\left(f_x, f_r + \frac{2B_{\perp}}{\lambda R_1 \tan \theta}\right) \end{aligned}$$

Donc le déplacement spectral est donné par :

$$\Delta f_R = \frac{2B_{\perp}}{\lambda R_1 \tan \theta} \quad (1.78)$$

Il est possible de remarquer que la valeur du décalage spectral  $\Delta f_R$  est identique à la fréquence des franges locales dans la direction radiale qui est calculée à partir de (1.48) :

$$f_{\phi_{fe}} = \frac{1}{2\pi} \frac{\phi_{fe}}{\Delta R_{SR}} = \frac{2B_{\perp}}{\lambda R_1 \tan \theta} \quad (1.79)$$

Il est possible de réécrire l'équation (1.74) sous une forme compacte à la fois dans le domaine spatial ainsi que dans le domaine spectral (pour  $\Delta k = 0$ ) :

$$\begin{aligned} \gamma_{surface} &= \frac{\int h_1(x, r) h_2^*(x, r) e^{-i2\pi f_{\phi_{fe}} r} dx dr}{\sqrt{\int |h_1(x, r)|^2 dx dr \int |h_2(x, r)|^2 dx dr}} \\ &= \frac{\int H_1(f_x, f_r) H_2^*(f_x, f_r - f_{\phi_{fe}}) df_x df_r}{\sqrt{\int |H_1(f_x, f_r)|^2 df_x df_r \int |H_2(f_x, f_r)|^2 df_x df_r}} \end{aligned} \quad (1.80)$$

Afin de schématiser le principe du décalage spectral sur la figure 1.14, les deux angles d'incidence ont été volontairement séparés entraînant ainsi la dissymétrie du dessin. Le spectre de la réflectivité au sol de chaque image correspond à la projection de la bande du signal par le sinus de l'angle de vue du radar.

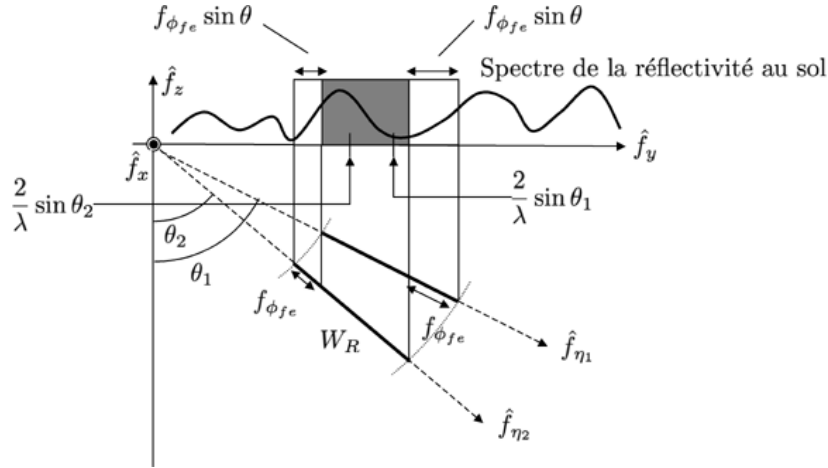


FIG. 1.14 – Représentation spectral de la projection de la largeur de bande du système sur le domaine spectral du sol.

Ainsi chaque image est formée de différentes composantes du spectre de la réflectivité du sol. Seule la partie commune des spectres contient l'information interférométrique utile. Afin d'améliorer la qualité d'un interférogramme, seule la partie commune des spectres doit être utilisée. Celle-ci est obtenue en appliquant un filtre dans le domaine spectral de dimension :

$$W_{\text{filtre}} = W_R - f_{\phi_{fe}} \quad (1.81)$$

avec pour fréquence centrale :

$$f_{\text{centrale}} = \frac{f_{\phi_{fe}}}{2} \quad (1.82)$$

Après application du filtre, la cohérence pour une diffusion de surface devient 1.

Pour générer un interférogramme, il est nécessaire d'avoir une partie commune des spectres. Ceci entraîne une limite de la base interférométrique normale où les spectres n'ont plus de partie commune, c'est la **base normale critique**,  $B_{\perp c}$ , qui se calcule à partir de l'équation (1.78) :

$$\Delta f = W_R \Rightarrow B_{\perp c} = \frac{\lambda W_R R_s \tan \theta}{c} \quad (1.83)$$

## 1.3 Etude du cas aéroporté

### 1.3.1 L'angle d'incidence

Dans le cas spatial, la variation de l'angle d'incidence  $\theta$  n'est pas significative entre la position radiale proche, c'est-à-dire la position la plus proche du nadir, et la position radiale lointaine, ce qui permet de faire une approximation linéaire en considérant que l'angle d'incidence est identique pour n'importe quel point de l'image, entraînant une simplification des calculs (tableaux 1.1 et 1.2).

	<i>Position radiale proche</i>	<i>Position radiale lointaine</i>
Altitude du capteur : $H$	$H = 785 - 800km$	
Angle d'incidence : $\theta$	$\theta = 20^\circ$	$\theta = 26^\circ$
Distance radiale : $R_S$	$R_S = 851km$	$R_S = 890km$

TAB. 1.1 – Caractéristiques géométriques des capteurs *ERS - SEASAT*.

	<i>Position radiale proche</i>	<i>Position radiale lointaine</i>
Altitude du capteur : $H$	$H = 225km$	
Angle d'incidence : $\theta$	$\theta = 15,3^\circ$	$\theta = 18,7^\circ$
Distance radiale : $R_S$	$R_S = 233km$	$R_S = 237,5km$

TAB. 1.2 – Caractéristiques géométriques du capteur *SIR-C*.

Lors de la visualisation d'un interférogramme généré par des données spatiales, des franges parallèles de même dimension sont facilement discernables (figure 1.15). C'est en utilisant cette singularité qu'il est possible de calculer la fréquence de ces franges et avoir ainsi une estimation de la phase de la terre plate.

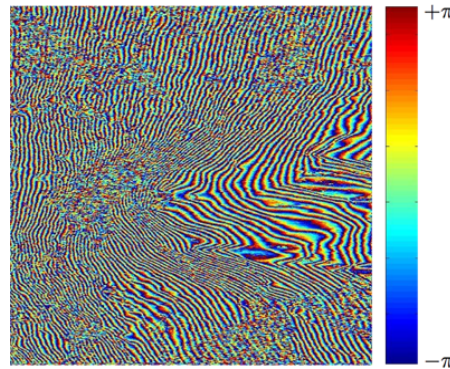


FIG. 1.15 – Interférogramme du Mont Etna, Sicile, Italie, SIR-C.

Par contre dans le cas aéroporté, les variations d'angle d'incidence dans la fauchée ne permettent plus de faire une approximation linéaire.

Il est possible de remarquer que la base orthogonale est dépendante de l'angle d'incidence,  $B_\perp \Rightarrow B_\perp(\theta)$ , ce qui entraîne des conséquences sur le traitement interférométrique :

- L'évolution de la phase de la terre plate en distance n'est plus linéaire
- La résolution en hauteur dépend aussi de l'angle d'incidence

Ces conditions donnent un effet d'étirement des franges locales. Ainsi elles apparaissent plus serrées en **position radiale proche** et plus espacées en **position radiale lointaine** (figure 1.17).

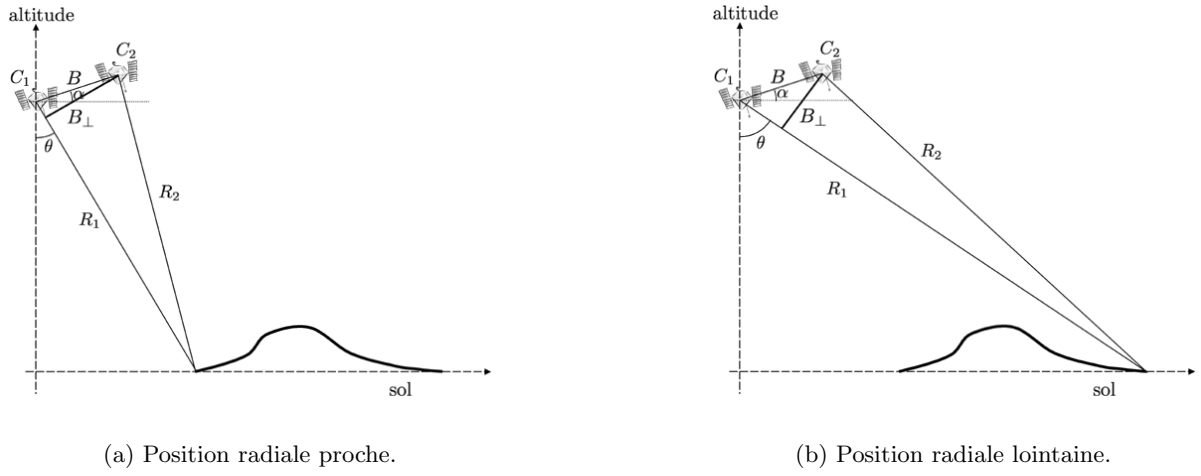


FIG. 1.16 – Géométrie de l'interférométrie aéroportée.

	<i>Position radiale proche</i>	<i>Position radiale lointaine</i>
Altitude du capteur : $H$	$H = 3200m$	
Angle d'incidence : $\theta$	$\theta = 15,3^\circ$	$\theta = 18,7^\circ$
Distance radiale : $R_S$	$R_S = 3530m$	$R_S = 5579m$
Base normale : $B_\perp$	$B_\perp = 18,12m$	$B_\perp = 11,47m$
Hauteur d'ambiguïté : $H_{amb}$	$2\pi \Leftrightarrow 10,3m$	$2\pi \Leftrightarrow 49,6m$

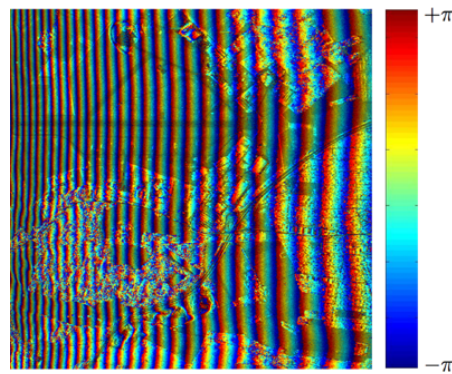
TAB. 1.3 – Caractéristiques géométriques du capteur aéroporté *E-SAR*.

FIG. 1.17 – Interférogramme du site de test d'Oberpfaffenhofen, Allemagne.

### 1.3.2 Calcul de la phase de la terre plate

Dans le cas aéroporté, le calcul de la phase de la terre plate ne peut plus se faire à partir d'une estimation spectrale, en effet la partie commune des spectres varie en fonction de l'angle d'incidence. Elle est plus faible en position radiale proche qu'en position radiale lointaine (figure 1.18).

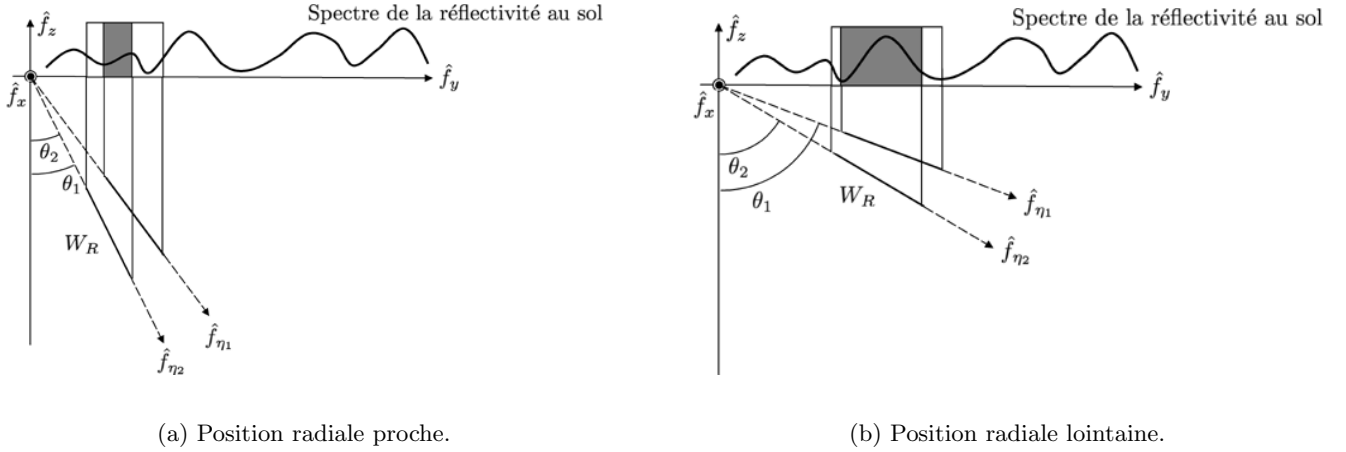


FIG. 1.18 – Comportement spectral.

Le calcul de la phase de la terre plate, dans le cas aéroporté, se fait à l'aide de l'approche géométrique en supposant l'accès aux caractéristiques du système comme l'altitude des acquisitions, la hauteur de référence, l'estimation des bases, la distance du premier point, la distance inter pixel.

La connaissance de la position du porteur suivant l'axe  $\hat{y}$  et  $\hat{z}$  permet le calcul de la base suivant le système  $(\hat{y}, \hat{z})$ . La connaissance de la distance du premier point de l'image  $R_1(0)$ , ainsi que de la distance inter pixel  $d_{ip}$  permet d'avoir une estimation de l'angle d'incidence  $\theta(r)$  en fonction de la position  $r$  du pixel dans l'image (figure 1.19).

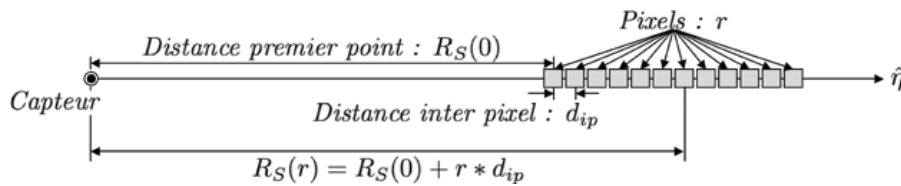


FIG. 1.19 – Géométrie utilisée pour la calcul de la phase de la terre plate dans le cas aéroporté.

Le calcul de la phase de la terre plate s'effectue en calculant la différence de distance  $\Delta R(r)$  entre la position des deux capteurs et la position du pixel dans l'image,  $r$  :

$$\phi_{fe}(r) = e^{i \frac{4\pi}{\lambda} \Delta R(r)} \quad (1.84)$$

A partir de cette hypothèse, toutes les formulations interférométriques peuvent être réécrites dans le cas aéroporté en tenant compte, maintenant, de la dépendance radiale de certains paramètres. Ainsi l'équation de la sensibilité en hauteur (1.52) ou bien celle de la hauteur d'ambiguïté (1.53) s'écrit :



$$\frac{\phi_{topo}}{\Delta_z} = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{B_{\perp}(r)}{R_1(r) \sin \theta(r)} \quad (1.85)$$

$$z_{2\pi}(r) = \frac{\lambda}{2} \frac{R_1(r) \sin \theta(r)}{B_{\perp}(r)} \quad (1.86)$$

## 1.4 Conclusion

L'interférométrie dans l'imagerie SAR permet d'obtenir des informations sur la topographie de la scène étudiée. Elle utilise l'information de phase contenue dans deux images SAR afin de former un interférogramme. L'étude spectrale des signaux interférométriques comme le principe du décalage spectral permet d'obtenir des informations supplémentaires ayant pour conséquence l'amélioration des données SAR. Ainsi, en utilisant le principe du décalage spectral, il est possible d'augmenter la résolution d'une image SAR. La méthode est exposée dans le *chapitre 4*.

## Chapitre 2

# La polarimétrie SAR

La télédétection SAR polarimétrique est l'étude de la réponse électromagnétique d'une cible ou d'un milieu naturel à un signal SAR polarisé incident. La polarisation d'une onde diffusée est très fortement liée aux caractéristiques géométriques et à la structure physique intrinsèque de la cible observée. L'étude de la polarisation nécessite l'utilisation d'outils mathématiques appropriés qui constituent une algèbre de polarisation.

Le but de ce chapitre est de définir les différentes notions de polarimétrie radar nécessaires pour l'étude et l'interprétation des réponses d'un environnement naturel ou artificiel.

### 2.1 Propagation des champs électromagnétiques

Les équations décrivant la propagation du champ électromagnétique sont les équations de Maxwell. Dans un milieu isotrope, homogène, elles ont la forme suivante :

$$\operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\varepsilon_0} \quad (2.1)$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} + \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = \vec{0} \quad (2.2)$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (2.3)$$

$$c^2 \operatorname{rot} \vec{B} = \frac{\vec{J}}{\varepsilon_0} + \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2.4)$$

Avec :

- $\vec{E}$  : champ électrique ;
- $\vec{B}$  : induction magnétique ;

- $\varepsilon_0$  : permittivité de l'espace libre ;
- $\mu_0$  : perméabilité magnétique dans l'espace libre ;
- $\rho$  : densité de charge ;
- $c$  : célérité de l'onde dans le vide ( $c = 1/\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$ ) ;
- $\vec{J}$  : densité de courant des particules libres.

En l'absence de charge,  $\rho = 0$ ,  $\vec{J} = \vec{0}$ , le champ électrique satisfait l'équation de propagation suivante :

$$\nabla^2 \vec{E} + \frac{1}{c} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = \vec{0} \quad (2.5)$$

Ainsi, une onde plane monochromatique se propageant le long de l'axe  $\hat{z}$  d'un système de coordonnées orthonormées de référence et satisfaisant (2.5) possède des composantes qui varient seulement le long des axes  $\hat{x}$  et  $\hat{y}$  et qui s'écrivent :

$$E_x = E_{0x} \cos(\omega t - k z + \delta_x) \quad (2.6)$$

$$E_y = E_{0y} \cos(\omega t - k z + \delta_y) \quad (2.7)$$

avec  $\omega = ck$ ,  $k$  étant le nombre d'onde,  $\omega$  étant la fréquence angulaire.  $\delta_x$  et  $\delta_y$  représentent les phases absolues des deux composantes.

## 2.2 Ellipse de polarisation - Etat de polarisation

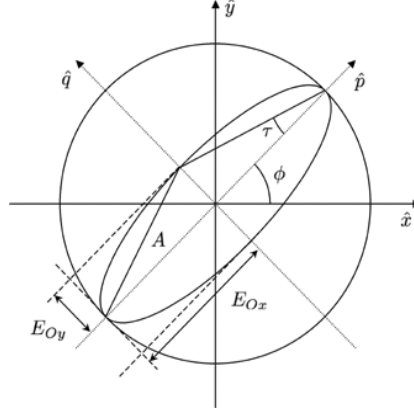
Le vecteur  $\vec{E}$  d'un champ électrique satisfaisant (2.5) se propageant le long de l'axe  $\hat{z}$  décrit une trajectoire hélicoïdale. En éliminant les termes  $\omega t - k z$  dans (2.6) et (2.7), il vient :

$$\left( \frac{E_y}{E_{0y}} \right)^2 - 2 \frac{E_y}{E_{0y}} \frac{E_x}{E_{0x}} \cos \delta + \left( \frac{E_x}{E_{0x}} \right)^2 = \sin^2 \delta \quad (2.8)$$

qui représente l'équation de l'ellipse de polarisation.

L'état de polarisation (figure 2.1) est totalement défini par [Pottier 92] :

- L'orientation  $\phi$  dans l'espace du plan de l'ellipse de polarisation :  $-\pi/2 \leq \phi \leq \pi/2$  ;
- L'ellipticité  $\tau$  représentant l'ouverture de l'ellipse :  $-\pi/4 \leq \tau \leq \pi/4$  . Le signe de  $\tau$  indique le sens de parcours de l'ellipse. La polarisation est dite main droite si l'ellipse est parcourue dans

FIG. 2.1 – Ellipse de polarisation à l'abscisse  $z = z_0$ .

le sens horaire lorsqu'un observateur regarde l'onde dans la direction de propagation. Lorsque  $\tau$  est nul, la polarisation est linéaire, alors que  $\tau = \pm\pi/4$  traduit une polarisation circulaire. Une valeur de  $\tau$  positive quelconque indique une polarisation elliptique main gauche et une valeur de  $\tau$  négative quelconque indique une polarisation elliptique main droite ;

- L'amplitude  $A$ , fonction de la longueur des demi-axes de l'ellipse :  $A = \sqrt{E_{0x}^2 + E_{0y}^2}$  ;
- $\alpha$  : la phase absolue du vecteur champ électrique  $\vec{E}$  à  $t = 0$ .

## 2.3 Le vecteur de JONES

Il est possible d'écrire sous une forme complexe l'équation du champ électrique permettant ainsi la séparation des termes liés au temps et à la position le long de l'axe de propagation de la façon suivante :

$$\vec{E}(z, t) = \Re \begin{bmatrix} E_{0x} e^{i(\omega t - kz + \delta_x)} \\ E_{0y} e^{i(\omega t - kz + \delta_y)} \end{bmatrix} = \Re \left[ e^{i(\omega t - kz)} \begin{bmatrix} E_{0x} e^{i\delta_x} \\ E_{0y} e^{i\delta_y} \end{bmatrix} \right] \quad (2.9)$$

Les paramètres liés au temps et à l'axe de propagation n'apportent pas d'information supplémentaire sur l'état de polarisation.

Le vecteur de JONES d'une onde **T**ransverse **E**lectro**M**agnétique (TEM) monochromatique,  $\underline{\vec{E}}$ , est défini comme une représentation du champ électrique indépendante du temps et de la position le long de l'axe de propagation :

$$\underline{\vec{E}} = \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{0x} e^{i\delta_x} \\ E_{0y} e^{i\delta_y} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Tout état de polarisation représenté par son vecteur de JONES est exprimé dans une base orthogonale  $(\hat{x}, \hat{y})$  appelée base de polarisation, qui sert de référence à la définition des paramètres de l'ellipse de polarisation :

$$\vec{E}_{\hat{x},\hat{y}} = E_x \hat{x} + E_y \hat{y} \quad (2.11)$$

Le vecteur de JONES contient l'information complète sur les amplitudes et les phases des composantes du champ, ainsi que sur l'état de polarisation de l'onde :

$$\begin{aligned} \vec{E}_{\hat{x},\hat{y}} &= Ae^{-i\alpha} \begin{bmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \tau \\ i \sin \tau \end{bmatrix} \\ &= \underbrace{Ae^{-i\alpha}(\cos \phi \cos \tau - i \sin \phi \sin \tau)}_{E_x} \hat{x} + \underbrace{Ae^{-i\alpha}(\sin \phi \cos \tau + i \cos \phi \sin \tau)}_{E_y} \hat{y} \end{aligned} \quad (2.12)$$

avec  $\phi$ , l'angle de rotation de l'ellipse et  $\tau$  l'angle d'ouverture. Aussi, tout vecteur de JONES peut s'écrire comme la succession de trois transformations complexes :

$$\begin{aligned} \vec{E} &= A \begin{bmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \tau & i \sin \tau \\ i \sin \tau & \cos \tau \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-i\alpha} & 0 \\ 0 & e^{i\alpha} \end{bmatrix} \hat{u}_x \text{ avec } \hat{u}_x = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= A[U_2(\phi)][U_2(\tau)][U_2(\alpha)]\hat{u}_x \end{aligned} \quad (2.13)$$

$\hat{u}_x$  représente le vecteur de JONES normalisé d'une polarisation horizontale exprimé dans la base  $(H, V)$ . Ce formalisme est utilisé en raison d'une interprétation directe des trois transformations (figure 2.2).

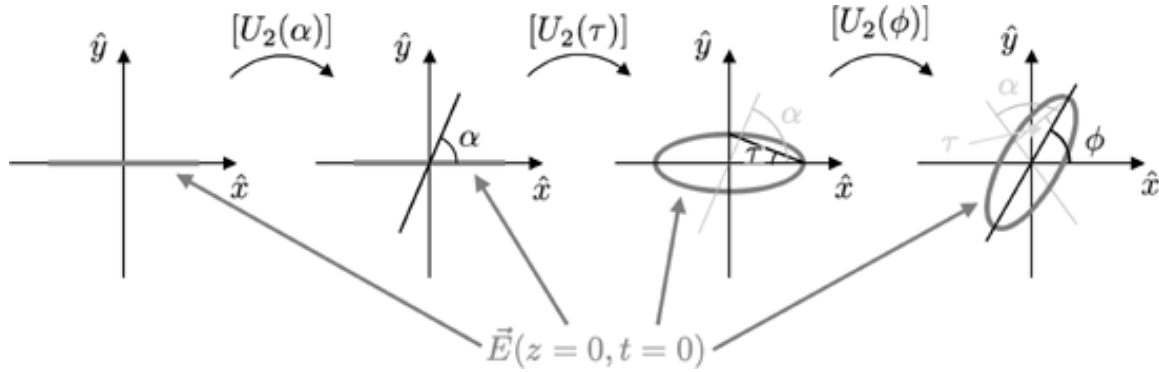


FIG. 2.2 – Représentation schématique des trois transformations.

Ainsi, tout état de polarisation peut être construit à partir d'une combinaison de polarisations linéaires. Les trois matrices de transformation  $[U_2(\phi)]$ ,  $[U_2(\tau)]$  et  $[U_2(\alpha)]$  appartiennent au groupe des matrices  $(2 \times 2)$  spéciales unitaires  $SU(2)$ .

Une des propriétés des matrices spéciales unitaires est :

$$\det(U) = +1 \text{ avec } U \in SU(2) \quad (2.14)$$

Ainsi le vecteur de JONES  $\vec{E}_\perp$  d'une onde orthogonale à  $\vec{E}$  peut être défini de la façon suivante :

$$\vec{E}_\perp = A[U_2(\phi)][U_2(\tau)][U_2(\alpha)]\hat{u}_y \iff \vec{E}_\perp = A[U_2(\phi + \pi/2)][U_2(-\tau)][U_2(\alpha)]\hat{u}_x \text{ avec } \hat{u}_y = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Par ce formalisme, il est possible de définir un changement de base de polarisation de la base  $(\hat{u}, \hat{v})$  vers la base  $(\hat{E}, \hat{E}_\perp)$ , suivant :

$$(\hat{E}, \hat{E}_\perp) = [U_2(\phi)][U_2(\tau)][U_2(\alpha)](\hat{u}_x, \hat{u}_y) \quad (2.16)$$

L'ensemble des trois matrices de transformation qui forment la matrice de passage de la base  $(\hat{u}, \hat{v})$  vers  $(\hat{E}, \hat{E}_\perp)$  est une matrice unitaire appartenant au groupe des matrices spéciales unitaires  $SU(2)$  :

$$[U_2] = [U_2(\phi)][U_2(\tau)][U_2(\alpha)] \quad (2.17)$$

A titre d'exemple, la matrice de passage de la base cartésienne vers la base circulaire est donnée par :

$$[U_{cart \rightarrow circ}] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & i \\ i & 1 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Ainsi :

$$\vec{E}_{xy} = Ae^{-i\alpha} \begin{bmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \tau \\ i \sin \tau \end{bmatrix} \xrightarrow{[U] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & i \\ i & 1 \end{bmatrix}} \vec{E}_{GD} = \frac{Ae^{-i\alpha}}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} (\cos \tau + \sin \tau)e^{-i\phi} \\ (\cos \tau - \sin \tau)e^{-i(\phi - \frac{\pi}{2})} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Il est à noter que l'appellation base  $(\hat{G}, \hat{D})$  circulaire gauche, circulaire droite est un abus de langage. En fait la polarisation orthogonale à  $\hat{G}$  est  $\hat{G}_\perp$  qui diffère de  $\hat{D}$  par un déphasage de  $\pi/2$  :

$$\hat{G}_\perp = e^{i\frac{\pi}{2}} \hat{D} \quad (2.20)$$

Le tableau 2.1 montre des exemples de vecteurs de JONES associés à des états de polarisation canoniques. Ces vecteurs sont de norme unitaire, définis avec une phase à l'origine nulle,  $\alpha = 0$ , représentés dans les bases de polarisation H/V  $(\hat{u}, \hat{v})$  et CG/CD  $(\hat{G}, \hat{D})$  :

## 2.4 Le vecteur de STOKES - Ondes partiellement polarisées

Le vecteur de JONES abordé précédemment permet de décrire complètement les propriétés polarimétriques d'une onde plane monochromatique. Il est très fréquent en télédétection radar que les paramètres de polarisation d'une onde radar varient au cours du temps. Ceci peut être dû à des fluctuations de la cible observée

<i>Etat de polarisation</i>	<i>Ellipticité : <math>\tau</math></i>	<i>Orientation : <math>\phi</math></i>	$\vec{E}_{\hat{x},\hat{y}}$	$\vec{E}_{\hat{g},\hat{d}}$
Linéaire verticale	$0^\circ$	$90^\circ$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -i \\ 1 \end{bmatrix}$
Linéaire horizontale	$0^\circ$	$0^\circ$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -i \end{bmatrix}$
Circulaire gauche	$+45^\circ$	Indéterminée	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ i \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$
Circulaire droite	$-45^\circ$	Indéterminée	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -i \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$

TAB. 2.1 – Exemples de vecteurs de Jones associés à des états de polarisation canoniques.

ou à des instabilités du système de mesure qui entraînent la pollution de l'onde par un bruit. Il est alors nécessaire de caractériser les variations temporelles ou spatiales du vecteur de JONES de façon statistique au moyen de moments d'ordre deux.

Pour cela, la matrice de covariance  $[J]$  du vecteur de JONES  $\vec{E}_{(\hat{x},\hat{y})}$  est définie comme :

$$[J] = \langle \vec{E}_{(\hat{x},\hat{y})} \vec{E}_{(\hat{x},\hat{y})}^\dagger \rangle = \begin{bmatrix} \langle E_x E_x^* \rangle & \langle E_x E_y^* \rangle \\ \langle E_y E_x^* \rangle & \langle E_y E_y^* \rangle \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

où  $\dagger$  représente l'opérateur transpose conjugué et  $\langle \rangle$  l'opérateur moyenne. Les termes diagonaux de  $[J]$  sont les variances des composantes du vecteur de JONES, les éléments croisés représentant les intercorrélations.

Le vecteur de STOKES est un vecteur réel de 4 éléments défini par la projection de la matrice de covariance sur le groupe des matrices de PAULI :

$$\vec{g} = \begin{bmatrix} g_0 \\ g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix} \quad \text{avec } g_i = \text{tr}([J][\sigma_i]) \quad (2.22)$$

où  $\text{tr}$  représente l'opérateur trace, et  $[\sigma_i]$  une matrice du groupe des matrices de PAULI suivant :

$$[\sigma_0] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad [\sigma_1] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad [\sigma_2] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad [\sigma_3] = \begin{bmatrix} 0 & -i \\ i & 0 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Les propriétés de ce groupe de matrices ainsi que son utilité en polarimétrie radar sont abordées lors de la présentation des changements de base polarimétrique.

A partir de (2.22), la relation liant les composantes du vecteur de STOKES aux moments d'ordre deux du vecteur de JONES d'une onde est donnée par :

$$\vec{g} = \begin{bmatrix} g_0 = \langle |E_x|^2 \rangle + \langle |E_y|^2 \rangle \\ g_1 = \langle |E_x|^2 \rangle - \langle |E_y|^2 \rangle \\ g_2 = 2\Re(\langle E_x E_y^* \rangle) \\ g_3 = -2\Im(\langle E_x E_y^* \rangle) \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Par construction, le vecteur de STOKES est une représentation incohérente, c'est-à-dire indépendante de la phase absolue,  $\alpha$ .

Le vecteur de STOKES contient toute l'information incohérente concernant la polarisation d'une onde électromagnétique.

La matrice de covariance  $[J]$  peut être exprimée en fonction des quatre composantes réelles du vecteur de STOKES, au moyen des matrices de PAULI :

$$[J] = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^4 g_n [\sigma_n] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} g_0 + g_1 & g_2 - ig_3 \\ g_2 + ig_3 & g_0 - g_1 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Comme  $[J]$  est hermitienne semi-défini positive, elle possède des valeurs propres réelles positives ou nulles qui sont données par :

$$\lambda_1 = \frac{g_0 + \sqrt{g_1^2 + g_2^2 + g_3^2}}{2} \quad \lambda_2 = \frac{g_0 - \sqrt{g_1^2 + g_2^2 + g_3^2}}{2} \quad (2.26)$$

Le degré de polarisation,  $\gamma$ , est obtenu au moyen des valeurs propres comme suit :

$$\gamma = \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} = \frac{\sqrt{g_1^2 + g_2^2 + g_3^2}}{g_0} \quad (2.27)$$

Lorsque la polarisation est constante au cours du temps, le degré de polarisation de l'onde  $\gamma$  est égal à 1 et  $[J]$  est de rang 1, autrement  $0 \leq \gamma < 1$  et  $[J]$  est de rang 2. La relation, connue entre les composantes du vecteur de STOKES, peut ainsi être retrouvée :

$$g_0^2 \geq g_1^2 + g_2^2 + g_3^2 \quad (2.28)$$

L'égalité dans cette relation est vérifiée lorsque l'onde est totalement polarisée.

## 2.5 Représentations polarimétriques d'une cible radar

Lors de l'interaction entre une onde électromagnétique incidente et une cible radar, l'onde diffusée possède en général des propriétés polarimétriques différentes de celles de l'onde incidente. Cela est illustré par la



figure 2.3 où  $\vec{E}_t$  représente le vecteur du champ électrique de l'onde transmise,  $\vec{E}_i$  le champ incident de l'objet diffusant,  $\vec{E}_s$  le champ diffusé et  $\vec{E}_r$  le champ reçu par l'antenne. Pour une configuration de mesure donnée, la modification de la polarisation due à la cible est modélisée sous la forme d'un opérateur matriciel. Dans le cas cohérent, la matrice de diffusion cohérente lie le vecteur de JONES incident à celui réfléchi. Dans le cas incohérent, le comportement polarimétrique de la cible est représenté par la matrice de KENNAUGH.

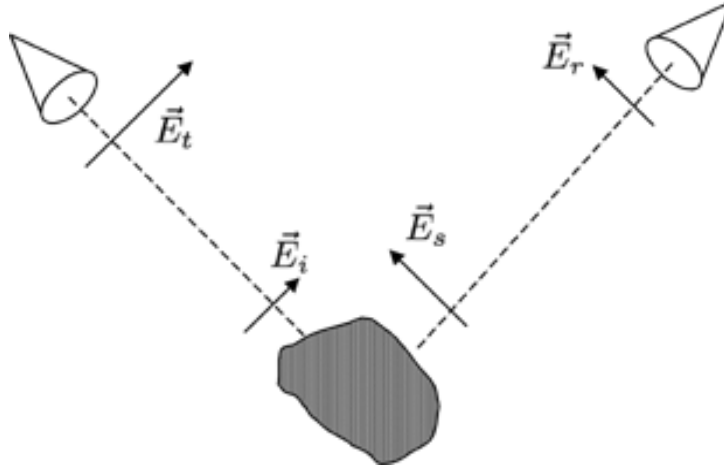


FIG. 2.3 – Diffusion d'une onde par un objet.

### 2.5.1 La matrice de diffusion cohérente

La matrice de diffusion cohérente, ou matrice de SINCLAIR,  $[S]$ , est une matrice  $(2 \times 2)$  à éléments complexes qui lie le vecteur de JONES incident  $\vec{E}_i$  à celui diffusé  $\vec{E}_s$ , tout deux définis dans une base polarimétrique  $(\hat{u}, \hat{v})$  [Pottier 92].

$$\vec{E}_s = [S] \vec{E}_i = \begin{bmatrix} S_{uu} & S_{uv} \\ S_{vu} & S_{vv} \end{bmatrix} \vec{E}_i \quad (2.29)$$

Les éléments de  $[S]$  sont différenciés par leurs indices. L'indice de droite représente la polarisation incidente et celui de gauche la polarisation diffusée. Ainsi les éléments diagonaux de la matrice  $[S]$  sont appelés élément **co-polarisés** car ils représentent le coefficient multiplicatif complexe reliant les projections des vecteurs de JONES incident et réfléchi sur le même axe de la base de polarisation. Les autres coefficients de  $[S]$  sont appelés éléments en polarisation croisée.

Pour une configuration de mesure donnée, la matrice de SINCLAIR définit totalement la modification de la polarisation d'une onde incidente monochromatique polarisée, lors de l'interaction avec une cible radar.

La puissance associée à une cible radar, ou **span**, est définie comme :

$$\text{span} = |S_{uu}|^2 + |S_{uv}|^2 + |S_{vu}|^2 + |S_{vv}|^2 \quad (2.30)$$

En configuration monostatique, lorsque l'émetteur de l'onde incidente et le récepteur de l'onde diffusée sont localisés au même endroit, la matrice  $[S]$  est symétrique,  $S_{uv} = S_{vu}$ .

Une représentation relative de la matrice de diffusion est souvent utilisée lors de traitements ne nécessitant que la connaissance des phases définies par rapport à une référence.

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{uu} & S_{uv} \\ S_{vu} & S_{vv} \end{bmatrix} = e^{i\phi_{uu}} \begin{bmatrix} |S_{uu}| & |S_{uv}|e^{i(\phi_{uv}-\phi_{uu})} \\ |S_{uv}|e^{i(\phi_{uv}-\phi_{uu})} & |S_{vv}|e^{i(\phi_{vv}-\phi_{uu})} \end{bmatrix} = e^{i\phi_{uu}} [S_{rel}] \quad (2.31)$$

En rétro-diffusion, la matrice de SINCLAIR relative,  $[S_{rel}]$ , peut être définie à partir de 5 variables réelles, trois modules et deux phases.

<i>Cible canonique</i>	$[S_{(\hat{x}, \hat{y})}]$
Sphère, plan, trièdre	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
Dipôle	$\begin{bmatrix} \cos^2 \psi & \frac{1}{2} \sin(2\psi) \\ \frac{1}{2} \sin(2\psi) & \sin^2 \psi \end{bmatrix}$
Dièdre	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(2\psi) & \sin(2\psi) \\ \sin(2\psi) & -\cos(2\psi) \end{bmatrix}$
Hélice droite	$\frac{1}{2} e^{-i2\psi} \begin{bmatrix} 1 & -i \\ -i & -1 \end{bmatrix}$
Hélice gauche	$\frac{1}{2} e^{i2\psi} \begin{bmatrix} 1 & i \\ i & -1 \end{bmatrix}$

TAB. 2.2 – Exemples de matrices de Sinclair associées à des cibles canoniques.

Le tableau 2.2 donne les matrices de diffusion cohérente de quelques cibles canoniques dans la base de polarisation  $(\hat{x}, \hat{y})$ . Les matrices sont normalisées de façon à présenter une puissance unitaire.

L'angle  $\psi$  représente l'orientation, autour de l'axe de visée du radar, de l'axe de symétrie principal de la cible canonique. Parmi les cibles canoniques présentées, seule la sphère possède un terme en polarisation croisée nul quelque soit l'angle d'orientation.

### 2.5.2 Représentation de la matrice de diffusion

Lors de l'étude d'une cible fluctuante, il est possible, à partir des différentes matrices  $[S]$  observées, de construire des représentations incohérentes largement utilisées en polarimétrie moderne, qui possèdent des propriétés mathématiques remarquables et permettent une interprétation plus aisée du mécanisme de diffusion.

### 2.5.2.1 Définition du vecteur cible

La vectorisation d'une matrice de diffusion  $[S]$  par projection sur un groupe de matrices permet d'obtenir un vecteur cible qui contient toute l'information polarimétrique cohérente :

$$\vec{k} = \frac{1}{2} \text{tr}([S][\Psi]) = \begin{bmatrix} k_0 \\ k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

où  $[\Psi]$  représente un ensemble de matrices qui définissent une base de projection.

Dans le cas général, un vecteur cible est formé de quatre éléments complexes. Les deux bases les plus utilisées sont  $[\Psi_L]$  et  $[\Psi_P]$  qui correspondent respectivement à l'ordonnancement lexicographique des éléments de la matrice  $[S]$  et à la base des matrices de PAULI modifiées, données par [Cloude 96] :

$$[\Psi_L] = \left[ \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 2 \end{bmatrix} \right] \quad (2.33)$$

$$[\Psi_P] = \left[ \sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \sqrt{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \sqrt{2} \begin{bmatrix} 0 & -i \\ i & 0 \end{bmatrix} \right] \quad (2.34)$$

Les vecteurs cibles correspondants sont :

$$\vec{k}_L = \begin{bmatrix} S_{XX} \\ S_{XY} \\ S_{YX} \\ S_{YY} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$\vec{k}_P = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_{XX} + S_{YY} \\ S_{XX} - S_{YY} \\ S_{XY} + S_{YX} \\ i(S_{XY} - S_{YX}) \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Dans le cas monostatique,  $S_{XY} = S_{YX}$ , le nombre d'éléments peut être réduit à trois, et les vecteurs s'écrivent :

$$\vec{k}_L = \begin{bmatrix} S_{XX} \\ \sqrt{2} S_{XY} \\ S_{YY} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \vec{k}_P = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_{XX} + S_{YY} \\ S_{XX} - S_{YY} \\ 2 S_{XY} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Ces vecteurs sont des représentations cohérentes de la matrice de diffusion. Leur norme est égale au span de la cible,  $\|\vec{k}_L\|^2 = \|\vec{k}_P\|^2 = \text{span}$ .

Les deux représentations sont équivalentes et correspondent par une matrice de passage spéciale unitaire suivante :

$$\vec{k}_L = [A]\vec{k}_P = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2} \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \vec{k}_P \quad (2.38)$$

### 2.5.2.2 Représentations matricielles incohérentes

A partir des vecteurs cibles  $\vec{k}_L$  et  $\vec{k}_P$ , sont définies les matrices polarimétriques de covariance,  $[C]$ , et de cohérence  $[T]$ , toutes deux  $(3 \times 3)$  complexes [Cloude 96] :

$$\begin{aligned} [C] &= \langle \vec{k}_L \vec{k}_L^\dagger \rangle \\ &= \begin{bmatrix} \langle S_{XX} S_{XX}^* \rangle & \sqrt{2} \langle S_{XX} S_{XY}^* \rangle & \langle S_{XX} S_{YY}^* \rangle \\ \sqrt{2} \langle S_{XY} S_{XX}^* \rangle & 2 \langle S_{XY} S_{XY}^* \rangle & \sqrt{2} \langle S_{XY} S_{YY}^* \rangle \\ \langle S_{YY} S_{XX}^* \rangle & \sqrt{2} \langle S_{YY} S_{XY}^* \rangle & \langle S_{YY} S_{YY}^* \rangle \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.39)$$

$$\begin{aligned} [T] &= \langle \vec{k}_P \vec{k}_P^\dagger \rangle \\ &= \begin{bmatrix} \langle (S_{XX} + S_{YY})(S_{XX} + S_{YY})^* \rangle & \langle (S_{XX} + S_{YY})(S_{XX} - S_{YY})^* \rangle & 2 \langle (S_{XX} + S_{YY}) S_{XY}^* \rangle \\ \langle (S_{XX} - S_{YY})(S_{XX} + S_{YY})^* \rangle & \langle (S_{XX} - S_{YY})(S_{XX} - S_{YY})^* \rangle & 2 \langle (S_{XX} - S_{YY}) S_{XY}^* \rangle \\ 2 \langle S_{XY} (S_{XX} + S_{YY})^* \rangle & 2 \langle S_{XY} (S_{XX} - S_{YY})^* \rangle & 4 \langle S_{XY} S_{XY}^* \rangle \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.40)$$

d'après (2.38), ces deux matrices hermitiennes sont équivalentes et correspondent au moyen de la relation de passage suivante :

$$[C] = [A][T][A]^\dagger \quad (2.41)$$

Cette relation unitaire implique que la matrice de covariance et la matrice de cohérence possèdent des valeurs propres identiques qui sont réelles positives ou nulles, ces matrices étant hermitiennes semi-définies positives.

La matrice de cohérence  $[T]$  peut être paramétrée en fonction de neuf coefficients appelés les coefficients de HUYNEN, suivant :

$$[T] = \begin{bmatrix} 2A_0 & C - iD & H + iG \\ C + iD & B_0 + B & E + iF \\ H - iG & E - iF & B_0 - B \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

J.R. Huynen a défini une cible pure comme une cible diffusant une onde totalement polarisée,  $\gamma = 1$ , lorsqu'elle est illuminée par une onde également totalement polarisée. Il est équivalent de considérer que les vecteurs cibles utilisés pour former la matrice de cohérence sont identiques puisqu'ils décrivent une cible dont les propriétés polarimétriques ne fluctuent pas. La matrice de cohérence est alors de rang 1, possède une seule valeur propre différente de zéro et ses mineurs sont nuls, ce qui se traduit par le système de neuf équations suivant :

$$\begin{aligned}
2A_0(B_0 + B) - C^2 - D^2 &= 0 & H(B_0 + B) - CE - DF &= 0 \\
2A_0(B_0 + B) - G^2 - H^2 &= 0 & G(B_0 + B) - FC + ED &= 0 \\
2A_0E - CH + DG &= 0 & C(B_0 - B) - EH - GF &= 0 \\
2A_0 - CG - DH &= 0 & D(B_0 - B) - FH - GE &= 0 \\
B_0^2 - B^2 - E^2 - F^2 &= 0
\end{aligned} \tag{2.43}$$

Comme une cible pure est décrite par cinq paramètres indépendants issus de la matrice de SINCLAIR (trois modules et deux phase), alors il ne reste plus que quatre équations indépendantes qui ont été définies par J. R. Huynen comme les équations monostatiques de la cible :

$$\begin{aligned}
2A_0(B_0 + B) &= C^2 + D^2 & 2A_0E &= CH - DG \\
2A_0(B_0 - B) &= G^2 + H^2 & 2A_0F &= CG - DH
\end{aligned} \tag{2.44}$$

Les matrices de cohérence ou de covariance peuvent ainsi être définies au moyen de neuf paramètres liés par quatre équations, soit 5 paramètres réels distincts. Lorsque la cible n'est pas pure, les équations de la cible ne sont plus vérifiées et la définition de la représentation incohérente nécessite 9 paramètres réels distincts.

### 2.5.2.3 Approche phénoménologique de Huynen

Dans son approche phénoménologique, J. R. Huynen propose une analyse globale des neuf paramètres non indépendants d'une matrice de cohérence de rang 1 [Huynen 70]. D'après les équations de cible en (2.44), l'annulation des éléments diagonaux de la matrice de cohérence, qui représentent la puissance dans les différents canaux de polarisation,  $A_0$ ,  $B_0 + B$  et  $B_0 - B$  entraîne l'annulation de respectivement,  $(C, D, G, H)$ ,  $(C, D, E, F)$  et  $(E, F, G, H)$ . Pour cette raison, ces trois termes sont appelés les générateurs de la structure de la cible.

A partir de mesures en laboratoire sur des cibles canoniques, J. R. Huynen a proposé une signification pour chacun des neuf coefficients en tenant compte des relations de cible qui les lient.

- $A_0$  : **générateur de symétrie**. De manière générale, toute cible artificielle, faite par l'homme, possède une part importante de symétrie ;
- $B_0 - B$  : **générateur de non symétrie** de la cible ;
- $B_0 + B$  : **générateur d'irrégularité**. Pour une cible qui ne dépend ni de la symétrie, ni de la non symétrie de la cible ;

- $C$  : **facteur de forme** de la cible. Il est élevé pour une cible ayant une forme linéaire ;
- $D$  : **facteur de forme locale**. Pour des surfaces convexes, il est directement lié à la différence de rayons de courbure au point spéculaire ;
- $E$  : **torsion** de la cible. Pour une cible qui présente une déformation locale de la surface observée ;
- $F$  : **hélicité**. Importante sur les surfaces torsadées ;
- $G$  : **couplage des parties symétriques et non symétriques** de la cible ;
- $H$  : **orientation de la cible**.

Cette interprétation phénoménologique est très bien adaptée à l'analyse de cibles ponctuelles, mais perd quelque peu de sa pertinence lors de l'étude de milieux naturels en télédétection radar. Les trois générateurs de la structure de la cible sont liés à la nature du mécanisme de rétrodiffusion, mais d'autres paramètres, dépendant de la géométrie de la cible sont difficilement interprétables lors de l'observation d'un milieu naturel comme la forêt ou des champs agricoles. De plus les paramètres de Huynen étant liés par les quatre équations de cible, ils doivent être considérés dans leur globalité, la valeur d'un paramètre ne peut être interprétée qu'en considérant les ordres de grandeurs de certains autres paramètres, ce qui peut rendre difficile une classification automatique.

La limitation majeure rencontrée lors de la mise en œuvre de ce théorème de décomposition polarimétrique par dichotomie est liée au critère de l'opération de dichotomie. Une cible distribuée est décomposée en une cible pure représentant le phénomène de rétrodiffusion moyen et une cible résiduelle dont la particularité est d'être de structure invariante par rotation azimutale. Le théorème de Huynen a été largement utilisé dans des approches de classification de cibles radar. L'interprétation phénoménologique des paramètres de Huynen a mis en évidence le fait que tous les éléments d'une représentation polarimétrique incohérente doivent être considérés de façon simultanée par des traitements totalement polarimétrique et non comme des coefficients traités de façon séparés. En introduisant le concept de cible pure et en interprétant la relation entre les éléments d'une représentation polarimétrique incohérente et les propriétés physiques du milieu observé, J. R. Huynen a permis l'essor de la polarimétrie radar moderne.

## 2.6 Les changements de base d'états de polarisation

Les procédures de changement de base d'état de polarisation sont très largement utilisées dans le cadre de traitement de données polarimétriques, Elles permettent de définir des états de polarisation particuliers dont la valeur détermine certaines propriétés polarimétriques de la cible qui sont alors associées à des caractéristiques physiques du milieu observé.

### 2.6.1 Changement de base d'un vecteur de JONES

Deux vecteur de JONES de norme unitaire,  $\underline{\vec{A}}$  et  $\underline{\vec{B}}$ , forment une base de polarisation orthogonale si leur produit hermitien est nul :

$$\langle \underline{\vec{A}}, \underline{\vec{B}} \rangle = \underline{\vec{A}}^T \underline{\vec{B}}^* \quad (2.45)$$

où  $\langle , \rangle$  représente l'opérateur du produit hermitien.

La base de polarisation orthonormée cartésienne  $(\hat{x}, \hat{y})$  est formée par les vecteurs de JONES représentant un état de polarisation respectivement horizontal et vertical. D'après (2.12), un vecteur de JONES unitaire exprimé dans la base  $(\hat{x}, \hat{y})$  s'écrit en fonction des paramètres de l'ellipse de polarisation de la façon suivante :

$$\underline{\vec{E}}_{(\hat{x}, \hat{y})} = e^{-i\alpha} \begin{bmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \tau \\ i \sin \tau \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Une formulation généralisée du vecteur de JONES permet de l'écrire en fonction des trois opérateurs de SU(2) définis précédemment :

$$\underline{\vec{E}} = \begin{bmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \tau & i \sin \tau \\ i \sin \tau & \cos \tau \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-i\alpha} & 0 \\ 0 & e^{i\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

qui est de la forme :

$$\underline{\vec{E}} = [U_2(\phi)][U_2(\tau)][U_2(\alpha)]\hat{x} \quad (2.48)$$

D'une façon générale, tout état de polarisation peut être considéré comme étant la combinaison de deux ondes polarisées elliptiquement avec des amplitudes et des phases adaptées suivantes :

$$\underline{\vec{E}}_{(\hat{u}_A, \hat{v}_A)} = \langle \underline{\vec{E}}_{(\hat{u}_A, \hat{v}_A)}, \hat{u}_A \rangle \hat{u}_A + \langle \underline{\vec{E}}_{(\hat{u}_A, \hat{v}_A)}, \hat{v}_A \rangle \hat{v}_A \quad (2.49)$$

où les vecteurs de JONES unitaires  $\hat{u}_A$  et  $\hat{v}_A$  correspondant à des états de polarisation elliptique orthogonaux, forment une base orthonormée. Ainsi la transformation de la base linéaire  $(\hat{x}, \hat{y})$  vers la base orthonormée  $(\hat{u}_A, \hat{v}_A)$  est définie par l'opérateur spécial unitaire suivant :

$$[U_{2(\hat{x}, \hat{y}) \rightarrow (\hat{u}_A, \hat{v}_A)}] = [U_2(\phi_A)][U_2(\tau_A)][U_2(\alpha_A)] \quad (2.50)$$

En généralisant, la transformation d'une base elliptique orthonormée  $B = (\hat{u}_B, \hat{v}_B)$  vers une base elliptique orthonormée  $A = (\hat{u}_A, \hat{v}_A)$  est obtenue par :

$$(\hat{u}_A, \hat{v}_A) = [U_{2(\hat{u}_B, \hat{v}_B) \rightarrow (\hat{u}_A, \hat{v}_A)}](\hat{u}_B, \hat{v}_B) \quad (2.51)$$

avec :

$$\begin{aligned}
[U_{2(\hat{u}_B, \hat{v}_B) \rightarrow (\hat{u}_A, \hat{v}_A)}] &= [U_{2(\hat{x}, \hat{y}) \rightarrow (\hat{u}_A, \hat{v}_A)}][U_{2(\hat{u}_B, \hat{v}_B) \rightarrow (\hat{x}, \hat{y})}] \\
&= [U_{2(\hat{x}, \hat{y}) \rightarrow (\hat{u}_A, \hat{v}_A)}][U_{2(\hat{x}, \hat{y}) \rightarrow (\hat{u}_B, \hat{v}_B)}]^{-1} \\
&= [U_2(\phi_A)][U_2(\tau_A)][U_2(\alpha_A)]([U_2(\phi_B)][U_2(\tau_B)][U_2(\alpha_B)])^{-1} \\
&= [U_2(\phi_A)][U_2(\tau_A)][U_2(\alpha_A)][U_2(\alpha_B)]^{-1}[U_2(\tau_B)]^{-1}[U_2(\phi_B)]^{-1} \\
&= [U_2(\phi_A)][U_2(\tau_A)][U_2(\alpha_A)][U_2(-\alpha_B)][U_2(-\tau_B)][U_2(-\phi_B)] \quad (2.52)
\end{aligned}$$

Ainsi l'expression d'un vecteur de JONES  $\vec{E}_{(\hat{u}_B, \hat{v}_B)}$  dans la base de polarisation  $(\hat{u}_A, \hat{v}_A)$  est donnée par :

$$\begin{aligned}
\vec{E}_{(\hat{u}_A, \hat{v}_A)} &= [U_2(\phi_A)][U_2(\tau_A)][U_2(\alpha_A)][U_2(-\alpha_B)][U_2(-\tau_B)][U_2(-\phi_B)]\vec{E}_{(\hat{u}_B, \hat{v}_B)} \\
&= [U_{2(\hat{u}_B, \hat{v}_B) \rightarrow (\hat{u}_A, \hat{v}_A)}]\vec{E}_{(\hat{u}_B, \hat{v}_B)} \quad (2.53)
\end{aligned}$$

### 2.6.2 Changement de base de la matrice de SINCLAIR

D'après la définition (2.29), une matrice de SINCLAIR définie dans la base  $(\hat{x}, \hat{y})$ ,  $[S_{(\hat{x}, \hat{y})}]$ , relie le vecteur de JONES incident  $\vec{E}_{(\hat{x}, \hat{y})}^i$  au vecteur diffusé  $\vec{E}_{(\hat{x}, \hat{y})}^s$ , tous deux définis dans la même base de polarisation, de la façon suivante :

$$\vec{E}_{(\hat{x}, \hat{y})}^s = [S_{(\hat{x}, \hat{y})}]\vec{E}_{(\hat{x}, \hat{y})}^i \quad (2.54)$$

Le vecteur incident exprimé dans la base de polarisation  $(\hat{u}, \hat{v})$  est donné par (2.53) qui peut être réécrite comme suit :

$$\vec{E}_{(\hat{u}, \hat{v})}^i = [U_{2(\hat{u}, \hat{v}) \rightarrow (\hat{x}, \hat{y})}]^{-1}\vec{E}_{(\hat{x}, \hat{y})}^i = [U_{2(\hat{x}, \hat{y}) \rightarrow (\hat{u}, \hat{v})}]\vec{E}_{(\hat{x}, \hat{y})}^i \quad (2.55)$$

Dans le cas monostatique, la direction de propagation du champ diffusé est opposée à celle du champ incident, la relation entre les vecteurs de JONES diffusés dans les deux bases de polarisation est la suivante :

$$\vec{E}_{(\hat{u}, \hat{v})}^s = [U_{2(\hat{x}, \hat{y}) \rightarrow (\hat{u}, \hat{v})}]^*\vec{E}_{(\hat{x}, \hat{y})}^s \quad (2.56)$$

En insérant les expressions (2.55) et (2.56) dans (2.53), la relation liant les vecteurs de JONES incident et diffusé dans la base de polarisation  $(\hat{x}, \hat{y})$  et la matrice de diffusion exprimée dans la base  $(\hat{u}, \hat{v})$  s'écrit :

$$\vec{E}_{(\hat{u}, \hat{v})}^s = [U_{2(\hat{u}, \hat{v}) \rightarrow (\hat{x}, \hat{y})}]^T [S_{(\hat{x}, \hat{y})}] [U_{2(\hat{u}, \hat{v}) \rightarrow (\hat{x}, \hat{y})}] \vec{E}_{(\hat{u}, \hat{v})}^i \quad (2.57)$$

Par identification avec (2.29), la matrice de diffusion est exprimée dans la nouvelle base  $(\hat{u}, \hat{v})$  de la façon suivante :



$$[S_{(\hat{u}, \hat{v})}] = [U_{2_{(\hat{u}, \hat{v}) \rightarrow (\hat{x}, \hat{y})}}]^T [S_{(\hat{x}, \hat{y})}] [U_{2_{(\hat{u}, \hat{v}) \rightarrow (\hat{x}, \hat{y})}}] \quad (2.58)$$

ceci s'appelle une transformation de co-similarité.

## 2.7 Théorème de décomposition polarimétrique aux valeurs/vecteurs propres

La projection d'une représentation polarimétrique incohérente ( $3 \times 3$ ) sur la base de ses vecteurs propres permet de décomposer de façon unique une cible distribuée en une somme de trois cibles pures dont les vecteurs cibles sont mathématiquement orthogonaux. Les vecteurs propres sont alors paramétrés et associés à des caractéristiques physiques correspondantes aux mécanismes de diffusion.

La matrice de cohérence  $[T]$  se décompose dans la base de ses vecteurs propres de la façon suivante :

$$[T] = [V][\Lambda][V]^\dagger = \sum_{k=1}^3 \lambda_k \vec{v}_k \vec{v}_k^\dagger \quad (2.59)$$

où  $[V]$  et  $[\Lambda]$  représentent, respectivement, les matrices ( $3 \times 3$ ) des vecteurs et valeurs propres de  $[T]$ . La matrice  $[T]$  étant hermitienne semi-définie positive, ses valeurs propres  $\lambda_k$  sont réelles, positives ou nulles. Les vecteurs propres complexes  $\vec{v}_k$  sont orthonormaux.

L'idée de la décomposition en valeurs/vecteurs propres est d'utiliser la diagonalisation de la matrice  $[T]$ , qui est en général de rang 3, en une somme non cohérente de trois matrices de cohérence,  $[T_k]$ , chacune étant pondérée par sa valeur propre associée [Cloude 96], [Cloude 97] :

$$[T] = \sum_{k=1}^3 \lambda_k [T_k] \quad (2.60)$$

Les matrices  $[T_k]$  étant de trace unitaire, les valeurs propres représentent la puissance associée à chacune des composantes et sont ordonnées de façon à ce que  $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \lambda_3 \geq 0$ .

### 2.7.1 Spectre des valeurs propres

L'ensemble des valeurs propres indique la répartition de la puissance totale sur les différentes composantes de la décomposition. Cette répartition est définie par une variable  $p_k$  représentant la part de puissance associée au mécanisme. L'ensemble des  $p_k$  correspond à une normalisation des valeurs propres  $\lambda_k$  :

$$p_k = \frac{\lambda_k}{\sum_{k=1}^3 \lambda_k}, \text{ avec } \sum_k p_k = 1 \quad (2.61)$$

Ces valeurs propres normalisées sont associées à des pseudo-propabilités liées aux propriétés statistiques des phénomènes de rétrodiffusion en milieu naturel. Les pseudo-probabilités vérifient :  $p_1 \geq p_2 \geq p_3$ . Il est possible de décrire le spectre des valeurs propres au moyen de deux paramètres réels : l'**entropie** et l'**anisotropie** [Cloude 96], [Cloude 97].

### 2.7.1.1 L'entropie

L'entropie de la cible,  $H$ , est définie comme l'indicateur du caractère aléatoire du phénomène de rétrodiffusion global. Elle est obtenue suivant :

$$H = - \sum_{k=1}^3 p_k \log_3(p_k) \quad (2.62)$$

Une entropie nulle indique que la cible observée est pure et la rétrodiffusion est déterministe. Ceci se traduit par la présence d'une seule valeur propre normalisée non nulle et égale à 1. Le caractère complètement aléatoire de la cible observée est défini par une entropie égale à 1, indiquant que les pseudo-probabilités sont équivalentes.

### 2.7.1.2 L'anisotropie

L'anisotropie décrit l'importance relative des mécanismes de diffusion secondaires :

$$A = \frac{p_2 - p_3}{p_2 + p_3} \quad (2.63)$$

Lorsque la probabilité du troisième mécanisme de rétrodiffusion est nulle, l'anisotropie est égale à 1 et lorsque les deux mécanismes de moindre importance ont même probabilité,  $A$ , est égale à 0.

## 2.7.2 Les vecteurs propres

Un vecteur unitaire à trois dimensions possède cinq degrés de liberté et peut donc être paramétré au moyen de cinq angles :

$$\vec{v} = e^{i\phi} \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \cos \beta e^{i\delta} \\ \sin \alpha \sin \beta e^{i\gamma} \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

Le terme de phase  $\phi$  n'étant pas observable dans la structure de la matrice de cohérence associée, il est supposé nul. S. R. Cloude et E. Pottier proposent une interprétation des quatre paramètres restants [Cloude 96], [Cloude 97].

Le paramètre  $\alpha$  est associé à la nature du mécanisme de diffusion. Si  $\alpha$  est nul alors le mécanisme est celui d'une diffusion de surface canonique. Dans l'autre cas extrême, c'est-à-dire  $\alpha = 90^\circ$ , le mécanisme de rétrodiffusion est celui d'un dièdre ou d'une hélice. Toutes autres valeurs intermédiaires représentent un mécanisme de diffusion anisotrope. Pour  $\alpha = 45^\circ$ , alors le mécanisme est celui d'un dipôle canonique.

Le paramètre  $\beta$  a été interprété par S. R. Cloude et E. Pottier comme étant un indicateur de l'orientation de l'axe de symétrie principal d'une cible par rapport à l'axe de visée du radar.

Enfin  $\delta$  et  $\gamma$  sont liés à l'orientation de l'axe de symétrie principal de la cible observée.

Pour une cible pure, il est possible d'identifier les composantes du vecteur propre à certains des paramètres de HUYNEN. Ainsi à partir de la définition de la matrice de cohérence en fonction des paramètres de HUYNEN, et de la définition des paramètres d'un vecteur propre unitaire, la relation suivante est trouvée :

$$\vec{v} = e^{i\phi} \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \cos \beta e^{i\delta} \\ \sin \alpha \sin \beta e^{i\gamma} \end{bmatrix} = \frac{e^{i\phi}}{\sqrt{2A_0\lambda}} \begin{bmatrix} 2A_0 \\ C + iD \\ H - iG \end{bmatrix} = \frac{e^{i\phi}}{\sqrt{\lambda}} \begin{bmatrix} \sqrt{2A_0} \\ \sqrt{B_0 + B} e^{i \tan^{-1}(\frac{D}{C})} \\ \sqrt{B_0 - B} e^{-i \tan^{-1}(\frac{G}{H})} \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

Les modules des trois composantes des vecteurs propres correspondent aux générateurs de la structure de la cible définis par J. R. Huynen. Les paramètres de la décomposition en fonction des paramètres de HUYNEN sont :

$$\alpha = \tan^{-1} \left( \sqrt{\frac{B_0}{A_0}} \right) \quad \beta = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{B_0 - B}}{\sqrt{B_0 + B}} \right) \quad \delta = \tan^{-1} \left( \frac{D}{C} \right) \quad \gamma = -\tan^{-1} \left( \frac{G}{H} \right) \quad (2.66)$$

### 2.7.3 Caractérisation des données SAR polarimétriques

A partir de la décomposition en valeurs/vecteurs propres, il est possible d'estimer le nombre ainsi que la nature des mécanismes de diffusion présent dans une même cellule de résolution. Le nombre de mécanisme peut être obtenu à partir d'une combinaison de l'entropie et de l'anisotropie [Ferro-Famil 02].

Le type du mécanisme de diffusion est estimé en fonction du spectre des valeurs propres suivant les configurations décrites ci-dessous.

- **Entropie faible** : un seul mécanisme dominant. Le type de mécanisme, simple ou double réflexion, est déterminé par comparaison avec une valeur référentielle du paramètre  $\alpha$  (figure 2.4(a)).
- **Entropie moyenne et anisotropie faible** : le spectre des valeurs propres peut être perçu comme composé d'un mécanisme dominant perturbé par des termes secondaires résultant du moyennage de contribution polarimétrique indésirable. Dans ce cas, le mécanisme de diffusion est évalué à partir du terme le plus significatif,  $\alpha_1$ , correspondant au  $\alpha$  du vecteur propre associé à la valeur propre la plus forte (figure 2.4(b)).
- **Entropie moyenne et anisotropie forte** : dans ce cas, deux termes ont la même importance. L'évaluation des mécanismes de diffusion est permise en recomposant la matrice de cohérence correspondant à la somme des contributions. La nature du mécanisme de diffusion est déterminée à partir des deux premiers générateurs de cible de HUYNEN (figure 2.4(c)).
- **Entropie forte** : mécanisme de diffusion aléatoire (figure 2.4(d)).

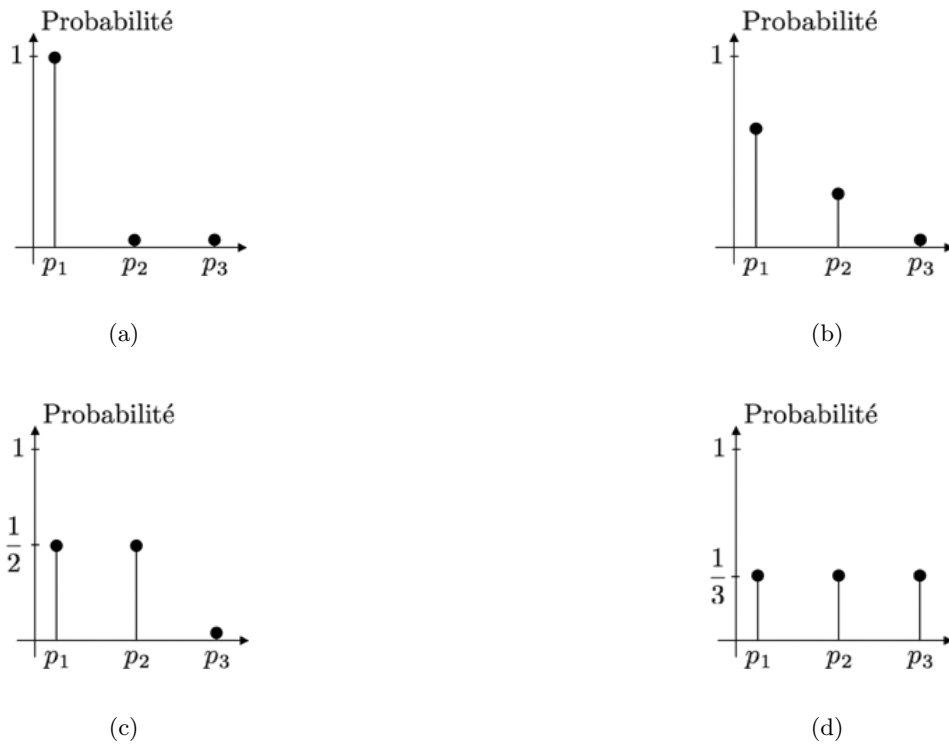


FIG. 2.4 – Représentation du spectre des pseudo-probabilités.

## 2.8 Conclusion

L'utilisation de la polarimétrie en télédétection SAR permet d'estimer la nature physique des mécanismes de rétrodiffusion rencontrés lors de l'acquisition des données. L'aboutissement des études polarimétriques est représenté par les théorèmes de décomposition qui permettent la séparation des mécanismes de diffusion au sein d'une même cellule de résolution. Par contre, la polarimétrie ne donne aucune information sur la distribution verticale de ces diffuseurs.

L'association de la distribution verticale avec l'estimation de la nature du mécanisme fait l'objet du chapitre suivant.



## Chapitre 3

# L'interférométrie SAR polarimétrique

### 3.1 Introduction

Dans la plupart des applications de la télédétection utilisant l'imagerie SAR, les aspects polarimétriques et interférométriques sont traités séparément. La polarimétrie étudie le comportement de l'onde interagissant avec la scène. Cette approche renseigne sur la nature physique de la zone étudiée. A partir de technique de classification, il est possible de distinguer trois grandes catégories de cible : les zones végétales telles que les forêts, les surfaces comme les champs agricoles et les cibles ponctuelles ou artificielles comme les zones urbaines. L'interférométrie informe sur la nature topographique de la scène (interférométrie classique) ou sur les déformations de celle-ci (interférométrie différentielle), permettant ainsi la détection de zones où un séisme a pu se produire. Ces exemples illustrent que l'interférométrie et la polarimétrie sont des outils très performants en télédétection SAR, et surtout très complémentaires.

Depuis le milieu des années 1990, l'interférométrie SAR polarimétrique est en plein essor.

Le signal rétrodiffusé, en imagerie SAR, résulte de la somme de différentes contributions correspondant à différents mécanismes de diffusion. Ainsi la phase interférométrique obtenue résulte de la somme des phases des différents mécanismes. C'est le centre de phase interférométrique. L'interférométrie SAR polarimétrique a pour but de retrouver les phases interférométriques associées aux différents mécanismes, permettant ainsi de retrouver la hauteur dudit mécanisme. Dans le cas d'une zone forestière, trois mécanismes principaux de diffusion peuvent être identifiés : une simple réflexion correspondant à la réflexion de l'onde sur le sol, une double réflexion sol-tronc et une diffusion volumique due à la canopée. Dans un cas idéal, une étude polarimétrique simple, comme l'utilisation de la décomposition dans la base de PAULI, permettrait de distinguer les différentes phases associées à différents mécanismes de diffusion. En effet, la pénétration de l'onde dans un volume est dépendante de sa longueur d'onde ainsi que de sa polarisation. Comme l'illustre la figure 3.1, dans le cas de zone forestière, la combinaison  $(HH + VV)$  donne la phase de la contribution du sol,  $(HH - VV)$  celle de la double réflexion sol-tronc et  $(2HV)$  permet de retrouver la phase correspondant à la diffusion volumique de la canopée.

Dans la réalité, les mécanismes ne sont pas localisés idéalement, c'est-à-dire que les phénomènes de rétrodiffusion ne peuvent pas être discriminés uniquement en utilisant une base de polarisation appropriée. Comme le montre la figure 3.2, dans chaque canal de polarisation, il y a une superposition non négligeable des mécanismes de diffusion. Ainsi l'information dans le canal  $(HH + VV)$  provient à la fois de la contribution



FIG. 3.1 – Distinction des centres de phase en fonction de la polarisation - cas idéal

du sol, mais aussi de la contribution de la canopée. Il en est de même pour les deux autres combinaisons. De plus, les données SAR sont bruitées. Il existe deux sortes de bruit, l'un additif, lié aux capteurs de mesure, l'autre multiplicatif, le speckle (*cf. chapitre 1*). Ceci génère des artéfacts sous la forme d'un décalage des centres de phase indépendamment de la base de polarisation utilisée (figure 3.2).



FIG. 3.2 – Décalage des centres de phase - cas réel

La figure 3.3 montre un profil de différentes phases interférométriques suivant différentes polarisations d'une zone forestière du site d'Oberpfaffenhofen. L'image optique permet de situer la zone. Cet exemple montre que l'utilisation de la base polarimétrique de PAULI ne permet pas de retrouver les phases des différents mécanismes avec des données réelles.

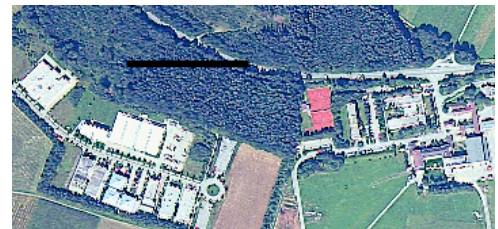
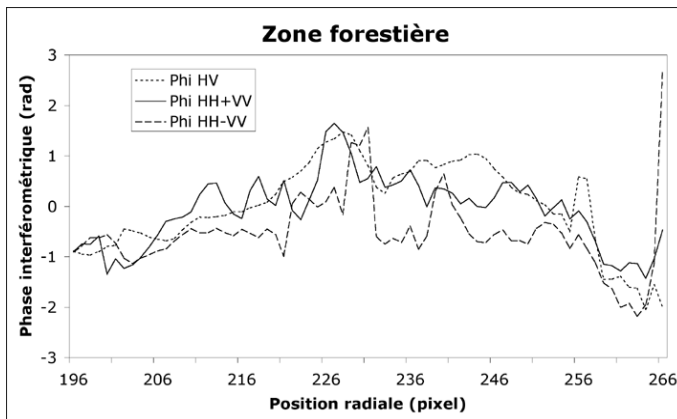


FIG. 3.3 – Profil de phases interférométriques suivant différentes polarisations.

Dans le cas de zone forestière, différentes approches ont été proposées afin d'estimer la phase interférométrique en utilisant des données polarimétriques. K. Papathanassiou et S. Cloude, [Cloude 98], [Papathanassiou 01], ont proposé une approche basée sur une optimisation de la cohérence interférométrique. Cette approche permet d'étendre le spectre de la cohérence vers deux extrema. H. Yamada et. al., [Yamada 01], proposent

une méthode basée sur la méthode **ESPRIT** (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*), souvent employée pour estimer la direction d'arrivée d'une onde mesurée par un réseau d'antennes. Cette approche permet de retrouver directement la phase interférométrique du sol et de la canopée.

Ce chapitre expose différentes approches de l'interférométrie SAR polarimétrique. Dans une première section, l'approche de l'optimisation de la cohérence interférométrique est abordée. La seconde section définit l'introduction des méthodes à haute résolution dans l'imagerie SAR. Elle peut se décomposer en deux grandes parties. La première permet de retrouver la phase interférométrique associée à différents mécanismes de diffusion, à partir d'un jeu de donnée SAR polarimétrique interférométrique. La seconde utilise une approche plus usitée en traitement d'antenne considérant la géométrie d'un système d'acquisition des données SAR interférométrique comme un réseau d'antennes permettant ainsi la détection de la nature de la polarisation du signal rétrodiffusé [Li 91], [Wang 95, 99].

## 3.2 L'interférométrie polarimétrique

### 3.2.1 Vecteurs interférométriques

La description d'une diffusion polarimétrique interférométrique se fait par l'introduction d'un espace complexe de dimension supérieure à celui du simple cas de diffusion polarimétrique. Un vecteur complexe à six dimensions est généré en superposant les deux vecteurs de diffusion polarimétrique  $\vec{k}_1$  et  $\vec{k}_2$ . Ainsi il est possible de former une matrice de cohérence  $[T_6]$  (ou de covariance  $[C_6]$ )  $6 \times 6$ , qui est une matrice hermitienne, semi définie positive :

$$[T_6] = \left\langle \begin{bmatrix} \vec{k}_1 \\ \vec{k}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{k}_1^\dagger & \vec{k}_2^\dagger \end{bmatrix} \right\rangle = \begin{bmatrix} [T_{11}] & [\Omega_{12}] \\ [\Omega_{12}]^\dagger & [T_{22}] \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

où  $[T_6]$  est une matrice  $2 \times 2$  par bloc qui contient des informations polarimétriques et interférométriques, sous la forme de trois matrices complexes  $3 \times 3$ ,  $[T_{11}]$ ,  $[T_{22}]$  et  $[\Omega_{12}]$  :

$$[T_{11}] = \langle \vec{k}_1 \vec{k}_1^\dagger \rangle \quad [T_{22}] = \langle \vec{k}_2 \vec{k}_2^\dagger \rangle \quad [\Omega_{12}] = \langle \vec{k}_1 \vec{k}_2^\dagger \rangle \quad (3.2)$$

$[T_{11}]$  et  $[T_{22}]$  sont les matrices de cohérence polarimétrique conventionnelles. Elles décrivent les propriétés polarimétriques de chacune des images séparées.  $[\Omega_{12}]$  est une matrice qui contient non seulement des informations polarimétriques mais aussi des informations relatives aux phases interférométriques des différents canaux de polarisation.

Afin de généraliser la formulation interférométrique suivant les différents canaux de polarisation, deux vecteurs normalisés,  $\vec{\omega}_1$  et  $\vec{\omega}_2$ , sont définis pour générer deux scalaires complexes,  $\mu_1$  et  $\mu_2$ , par projection des vecteurs de diffusions  $\vec{k}_1$  et  $\vec{k}_2$  :

$$\mu_1 = \vec{\omega}_1^\dagger \vec{k}_1 \text{ et } \mu_2 = \vec{\omega}_2^\dagger \vec{k}_2 \quad (3.3)$$

Dans ce contexte, les deux vecteurs  $\vec{\omega}_1$  et  $\vec{\omega}_2$  peuvent être interprétés comme des mécanismes de diffusion généralisés. Ainsi, les deux scalaires,  $\mu_1$  et  $\mu_2$ , sont considérés comme les coefficients de diffusion com-



plexes pour les mécanismes de diffusion correspondant à  $\vec{\omega}_1$  et  $\vec{\omega}_2$ . Les fonctions scalaires  $\mu_1$  et  $\mu_2$  sont des combinaisons linéaires des éléments des matrices de diffusion  $[S_1]$  et  $[S_2]$ .

Aussi, la phase interférométrique correspondant aux mécanismes  $\vec{\omega}_1$  et  $\vec{\omega}_2$  est définie suivant :

$$\phi_{12} = \arg\{\mu_1\mu_2^*\} = \arg\{\vec{\omega}_1^\dagger[\Omega_{12}]\vec{\omega}_2\} \quad (3.4)$$

Finalement, il est possible de définir une expression vectorielle généralisée pour l'expression de la cohérence interférométrique  $\gamma$  :

$$\gamma(\vec{\omega}_1, \vec{\omega}_2) = \frac{|\langle\mu_1\mu_2^*\rangle|}{\sqrt{\langle\mu_1\mu_1^*\rangle\langle\mu_2\mu_2^*\rangle}} = \frac{|\langle\vec{\omega}_1^\dagger[\Omega_{12}]\vec{\omega}_2\rangle|}{\sqrt{\langle\vec{\omega}_1^\dagger[T_{11}]\vec{\omega}_1\rangle\langle\vec{\omega}_2^\dagger[T_{22}]\vec{\omega}_2\rangle}} \quad (3.5)$$

avec  $0 \leq \gamma(\vec{\omega}_1, \vec{\omega}_2) \leq 1$ . Il est important de noter que cette expression de la cohérence est plus générale que celle définie dans le chapitre sur l'interférométrie. Si  $\vec{\omega}_1 \neq \vec{\omega}_2$ , alors la décorrélation polarimétrique  $\gamma_{pol}$  vient s'ajouter aux différentes contributions interférométriques  $\gamma_{int}$  (*cf. chapitre 1*).

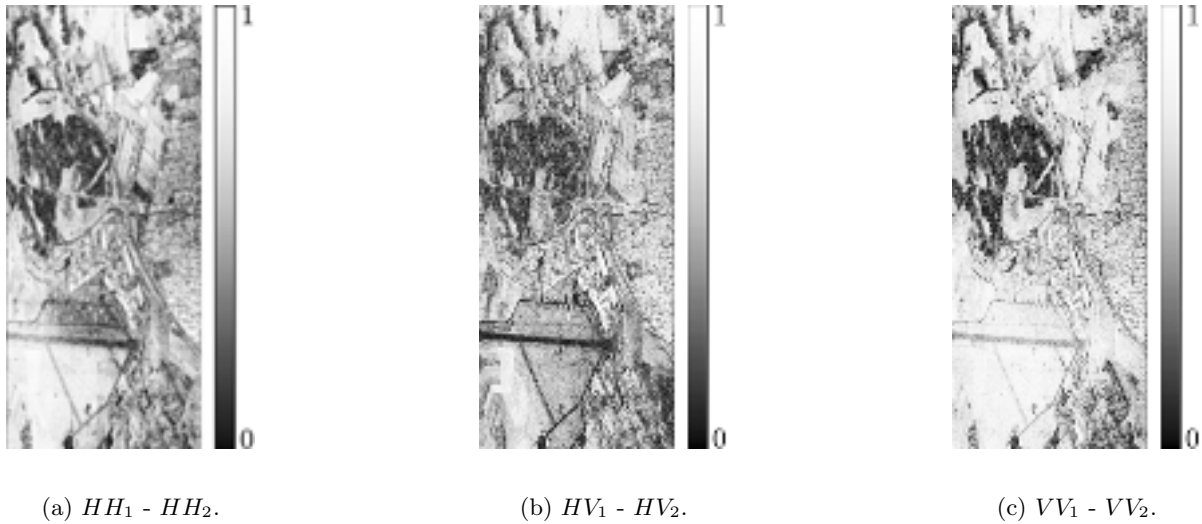


FIG. 3.4 – Carte des cohérences du site de test d'Oberpfaffenhofen.

La figure 3.4 montre les cartes de cohérence suivant différents canaux de polarisation. La figure 3.4(a) montre le cas  $HH_1 - HH_2$ ,  $\vec{\omega}_1 = \vec{\omega}_2 = [1/\sqrt{2} \ -1/\sqrt{2} \ 0]$ , la figure 3.4(b) montre le cas  $HV_1 - HV_2$ ,  $\vec{\omega}_1 = \vec{\omega}_2 = [0 \ 0 \ 1]$  et la figure 3.4(c) montre le cas  $VV_1 - VV_2$ ,  $\vec{\omega}_1 = \vec{\omega}_2 = [1/\sqrt{2} \ 1/\sqrt{2} \ 0]$ . Les valeurs de la cohérence interférométrique sont différentes suivant le canal de polarisation choisi, ce qui montre la dépendance du comportement de l'information interférométrique en fonction de la polarisation, [Cloude 98].

### 3.2.2 Optimisation de la cohérence interférométrique

La forte dépendance de la cohérence interférométrique en fonction de la polarisation permet de supposer qu'il existe une combinaison linéaire d'état de polarisation permettant d'atteindre un maximum. Pour

résoudre ce problème d'optimisation de la cohérence interférométrique, il est nécessaire de formuler une méthode d'optimisation cohérente, c'est-à-dire qui préserve la phase interférométrique. Mathématiquement, cette méthode revient à maximiser le LAGRANGIEN complexe  $L$ , défini comme [Cloude 98] :

$$L = |\vec{\omega}_1^\dagger [\Omega_{12}] \vec{\omega}_2| + \lambda_1 (\vec{\omega}_1^\dagger [T_{11}] \vec{\omega}_1 - C_1) + \lambda_2 (\vec{\omega}_2^\dagger [T_{22}] \vec{\omega}_2 - C_2) \quad (3.6)$$

où  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  sont les multiplicateurs de LAGRANGE introduits de façon à maximiser le numérateur de (3.5) tandis que le dénominateur reste constant. Cette maximisation est résolue en annulant les dérivées partielles :

$$\frac{\partial L}{\partial \vec{\omega}_1^\dagger} = [\Omega_{12}] \vec{\omega}_2 + \lambda_1 [T_{11}] \vec{\omega}_1 = 0 \quad (3.7)$$

$$\frac{\partial L^*}{\partial \vec{\omega}_2^\dagger} = [\Omega_{12}]^\dagger \vec{\omega}_1 + \lambda_2^* [T_{22}] \vec{\omega}_2 = 0 \quad (3.8)$$

ce qui correspond à une décomposition en valeurs propres avec  $\nu = \lambda_1 \cdot \lambda_2^*$  :

$$[T_{22}]^{-1} [\Omega_{12}]^\dagger [T_{11}]^{-1} [\Omega_{12}] \vec{\omega}_{2_k} = \nu_k \vec{\omega}_{2_k} \quad (3.9)$$

$$[T_{11}]^{-1} [\Omega_{12}] [T_{22}]^{-1} [\Omega_{12}]^\dagger \vec{\omega}_{1_k} = \nu_k \vec{\omega}_{1_k} \quad (3.10)$$

La solution des équations (3.9) et (3.10) donnent trois paires (une pour chaque image) de vecteurs propres  $\{\vec{\omega}_{1_k}, \vec{\omega}_{2_k}\}$ , avec  $k = \{1, 2, 3\}$  représentant les mécanismes optimaux de diffusion. La projection des vecteurs de diffusion  $\vec{k}_1$  et  $\vec{k}_2$  sur  $\vec{\omega}_{1_k}$  et  $\vec{\omega}_{2_k}$  génère deux images scalaires complexes optimisées  $\mu_{1_k}$  et  $\mu_{2_k}$  qui sont utilisées pour former les nouveaux interférogrammes :

$$\mu_{1_k} \mu_{2_k}^* = (\vec{\omega}_{1_k}^\dagger \vec{k}_1) (\vec{\omega}_{2_k}^\dagger \vec{k}_2)^\dagger = \vec{\omega}_{1_k}^\dagger [\Omega_{12}] \vec{\omega}_{2_k} \quad (3.11)$$

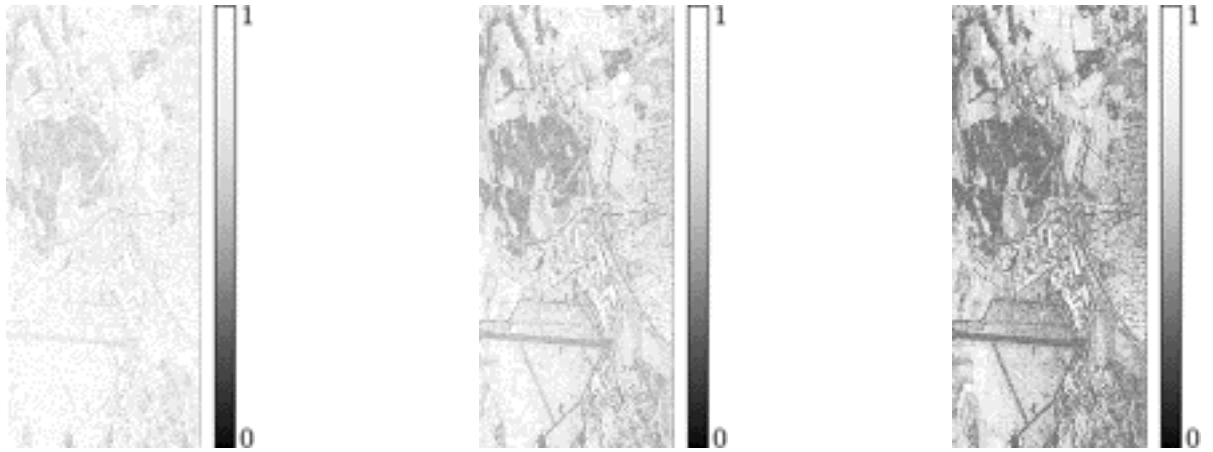
Les valeurs des cohérences optimisées sont obtenues en prenant la racine carrée des valeurs propres réelles  $\nu_k$  :

$$\gamma_k = \sqrt{\nu_k} \quad (3.12)$$

### 3.2.3 Estimation de la phase interférométrique à travers un volume de diffusion

La cohérence interférométrique complexe  $\tilde{\gamma}$  pour un volume aléatoire au-dessus d'un sol peut s'écrire de la façon suivante, [Papathanassiou 01] :

$$\tilde{\gamma} = e^{i\phi_0} \left[ \gamma_{temp} \cdot \tilde{\gamma}_{vol} + \frac{m(\vec{\omega})}{1 + m(\vec{\omega})} (1 - \gamma_{temp} \cdot \tilde{\gamma}_{vol}) \right] \quad (3.13)$$



(a) Cohérence correspondant à la première valeur propre.

(b) Cohérence correspondant à la deuxième valeur propre.

(c) Cohérence correspondant à la troisième valeur propre.

FIG. 3.5 – Carte des cohérences optimisées du site de test d'Oberpfaffenhofen.

avec  $\phi$  correspondant à la phase topographique du sol,  $\tilde{\gamma}_{vol}$  la diffusion de volume,  $m(\vec{\omega})$  le rapport des amplitudes de diffusion sol sur volume et  $\gamma_{temp}$  la cohérence temporelle. L'équation (3.13) correspond à une équation d'une droite dans le plan complexe, (figure 3.6), en considérant que seul le paramètre réel  $m(\vec{\omega})$  dépend du choix du mécanisme de diffusion  $\vec{\omega}$ . Cette droite passe par le point  $\gamma_{temp} \cdot \tilde{\gamma}_{vol}$  avec une direction  $(1 - \gamma_{temp} \cdot \tilde{\gamma}_{vol})$ .

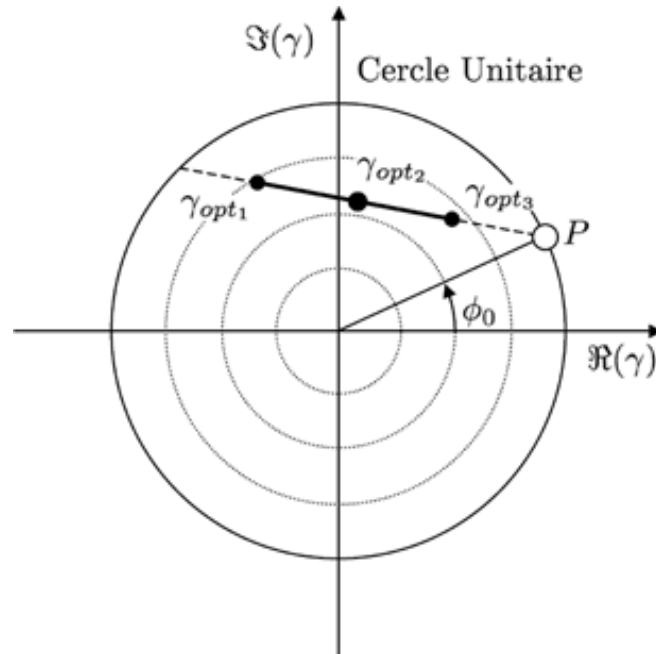


FIG. 3.6 – Représentation géométrique de la cohérence interférométrique polarimétrique dans le plan complexe.

La ligne pleine est formée à partir des valeurs des cohérences en fonction de la polarisation ainsi que des

valeurs de la cohérence optimisée. Par extrapolation, il est possible de trouver l'intersection de la ligne avec le cercle unité du plan complexe, représentée par la ligne en tiret sur la figure 3.6. La phase interférométrique,  $\phi_0$ , correspondant au sol situé sous le couvert végétal, représenté par le point  $P$  dans la figure 3.6, est déterminée par l'intersection de la ligne avec le cercle unitaire.

La principale application de cette méthode permet de retrouver les paramètres biophysiques d'une scène de végétation, telle qu'une forêt par exemple [Papathanassiou 01].

### 3.3 Utilisation de la méthode ESPRIT dans l'interférométrie SAR polarimétrique

#### 3.3.1 Introduction

L'expression **Méthodes HR (Haute Résolution)** fait référence à un ensemble de techniques dont les performances sont asymptotiquement illimitées. Plus précisément, une méthode HR est une méthode qui permet de mesurer des directions, des positions ou des fréquences avec une erreur qui n'est limitée, idéalement, que par la durée d'observation. Ces méthodes ont surtout été développées dans le cadre de traitement d'antenne et d'analyse spectrale, afin de résoudre les problèmes de localisation de sources, de détection et d'estimation des composantes fréquentielles d'un signal [Marcos 98], [Chargé 01].

Ces méthodes utilisent une décomposition de l'espace des observations en sous-espace signal (ou source) et en sous-espace bruit. La méthode HR la plus connue actuellement est MUSIC (**M**ultiple **S**ignal **C**haracterisation). Mais il existe d'autres méthodes qui sont utilisées comme, par exemple, ESPRIT [Roy 89].

Récemment, les méthodes HR sont apparues en télédétection pour le traitement de données interférométriques, polarimétriques SAR [Yamada 01], [Kasiligan 02], [Nomula 03], [Guillaso 03a], [Guillaso 03b], [Guillaso 03c], [Lombardini 03]. Différentes catégories de scène ont été étudiées, telles que les zones forestière [Yamada 01], [Kasiligan 02], [Nomula 03], les zones urbaines, [Guillaso 03b], [Guillaso 03c], ou la tomographie SAR [Reigber 01b], [Lombardini 03].

La méthode présentée dans cette section est la méthode ESPRIT (**E**stimation of **S**ignal **P**arameters via **R**otational **I**nvariance **T**echniques), qui est initialement une méthode de localisation de sources à bande étroite s'appliquant dans le cas particulier d'un réseau de capteurs constitué de deux sous-antennes identiques, et déduites l'une par rapport à l'autre par une translation dont le vecteur caractéristique est supposé connu. L'algorithme ESPRIT fut développé par Roy et Kailath [Roy 89] en 1989, qui proposèrent une version, ESPRIT-TLS (**T**otal **L**east **S**quare), de résolution aux moindres carrés. ESPRIT réalise une estimation directe des directions d'arrivée à partir des propriétés de l'espace signal. Cette méthode, lorsqu'elle est applicable, permet d'éviter la recherche numériquement lourde (comme dans l'algorithme MUSIC) des maxima d'une puissance de sortie.

En 2001, un modèle de signal en télédétection SAR fut proposé et adapté à la méthode ESPRIT [Yamada 01]. En effet, il est possible de considérer les deux passes interférométriques polarimétriques comme un réseau de deux antennes à diversité de polarisation.

### 3.3.2 Modèle de signal polarimétrique interférométrique

Les signaux reçus durant une campagne de mesure interférométrique polarimétrique,  $s_1$  et  $s_2$ , sont constitués de la somme cohérente d'un nombre important de diffuseurs. Ils s'écrivent sous la forme suivante :

$$s_1^{pq} = \sum_{k=1}^d \sigma_k \zeta_k^{pq} e^{i \frac{4\pi}{\lambda} R} + n_1^{pq} \quad (3.14)$$

$$s_2^{pq} = \sum_{k=1}^d \sigma'_k \zeta_k'^{pq} e^{i \frac{4\pi}{\lambda} (R + \Delta R_k)} + n_2^{pq} \quad (3.15)$$

où les indices  $pq$  représentent les canaux de polarisation ( $HH$ ,  $HV$ ,  $VH$ ,  $VV$ ). Ces signaux sont constitués d'une sommation de  $d$  contributions de diffusion élémentaire différentes, représentées par  $\zeta_k^{pq}$  et  $\zeta_k'^{pq}$ . Ces termes représentent les coefficients de rétrodiffusion normalisés du  $k^{ième}$  diffuseur local dans le canal de polarisation  $pq$ .  $\sigma_k$  et  $\sigma'_k$  indiquent l'intensité du  $k^{ième}$  diffuseur local.  $R$  est la distance radiale à partir de l'orbite principale.  $\Delta R_k$  représente la différence de distance radiale du  $k^{ième}$  diffuseur local entre les orbites maître et esclave. Enfin  $n_k^{pq}$  représente un bruit additif gaussien dans le canal de polarisation  $pq$ . Dans les formulations suivantes, la base de polarisation lexicographique est utilisée. Afin de pouvoir appliquer l'algorithme ESPRIT, une notation vectorielle est employée pour les équations (3.14) et (3.15) :

$$\begin{aligned} \vec{s}_1 &= \begin{bmatrix} s_1^{HH} \\ s_1^{HV} \\ s_1^{VH} \\ s_1^{VV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \zeta_1^{HH} & \zeta_2^{HH} & \dots & \zeta_d^{HH} \\ \zeta_1^{HV} & \zeta_2^{HV} & \dots & \zeta_d^{HV} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \zeta_1^{VV} & \zeta_2^{VV} & \dots & \zeta_d^{VV} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 e^{i \frac{4\pi}{\lambda} R} \\ \sigma_2 e^{i \frac{4\pi}{\lambda} R} \\ \vdots \\ \sigma_d e^{i \frac{4\pi}{\lambda} R} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1^{HH} \\ n_1^{HV} \\ n_1^{VH} \\ n_1^{VV} \end{bmatrix} \\ &= [\vec{\zeta}_1 \quad \vec{\zeta}_2 \quad \dots \quad \vec{\zeta}_d] \vec{\sigma} + \vec{n}_1 = [A] \vec{\sigma} + \vec{n}_1 \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} \vec{s}_2 &= \begin{bmatrix} s_2^{HH} \\ s_2^{HV} \\ s_2^{VH} \\ s_2^{VV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \zeta_1'^{HH} & \zeta_2'^{HH} & \dots & \zeta_d'^{HH} \\ \zeta_1'^{HV} & \zeta_2'^{HV} & \dots & \zeta_d'^{HV} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \zeta_1'^{VV} & \zeta_2'^{VV} & \dots & \zeta_d'^{VV} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma'_1 e^{i \frac{4\pi}{\lambda} (R + \Delta R_1)} \\ \sigma'_2 e^{i \frac{4\pi}{\lambda} (R + \Delta R_2)} \\ \vdots \\ \sigma'_d e^{i \frac{4\pi}{\lambda} (R + \Delta R_d)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_2^{HH} \\ n_2^{HV} \\ n_2^{VH} \\ n_2^{VV} \end{bmatrix} \\ &= [\vec{\zeta}'_1 \quad \vec{\zeta}'_2 \quad \dots \quad \vec{\zeta}'_d] \vec{\sigma}' + \vec{n}_2 = [A'] \vec{\sigma}' + \vec{n}_2 \end{aligned} \quad (3.17)$$

Dans le cas d'utilisation de base suffisamment faible, il est possible de considérer les coefficients de diffusion, ainsi que les intensités, de chaque diffuseur local, quasiment identiques :

$$\zeta_k^{pq} \approx \zeta_k'^{pq} \text{ et } \sigma_k \approx \sigma'_k \quad (3.18)$$

En appliquant (3.18), il est possible de simplifier l'expression de  $\vec{s}_2$  :

$$\vec{s}_2 = [A][\Phi]\vec{\sigma} + \vec{n}_2 \quad (3.19)$$

où  $[\Phi]$  représente une matrice diagonale des phases interférométriques des différents diffuseurs locaux :

$$[\Phi] = \text{diag}\{e^{i\phi_1}, e^{i\phi_2}, \dots, e^{i\phi_d}\} = \text{diag}\left\{e^{i\frac{4\pi}{\lambda}\Delta R_1}, e^{i\frac{4\pi}{\lambda}\Delta R_2}, \dots, e^{i\frac{4\pi}{\lambda}\Delta R_d}\right\} \quad (3.20)$$

Les formes des équations (3.16) et (3.19) ont la même forme que celle de l'algorithme ESPRIT [Roy 89]. Ainsi il est possible de former le vecteur  $\vec{z}$  à partir d'une combinaison des vecteurs signaux :

$$\vec{z} = \begin{bmatrix} \vec{s}_1 \\ \vec{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [A] \\ [A][\Phi] \end{bmatrix} \vec{\sigma} + \begin{bmatrix} \vec{n}_1 \\ \vec{n}_2 \end{bmatrix} = [\bar{A}]\vec{\sigma} + \vec{n} \quad (3.21)$$

C'est la structure de  $[\bar{A}]$  qui est utilisée pour estimer les éléments diagonaux de  $[\Phi]$ , sans avoir à connaître  $[A]$ .

### 3.3.3 Présentation de l'algorithme ESPRIT

#### 3.3.3.1 Principe

L'idée générale des méthodes HR, fondées sur la notion de sous-espace signal, est de séparer les sources (ou signal) du bruit. L'application de ces méthodes, dans le cas de données SAR, permet de localiser les "sources" c'est-à-dire les  $d$  diffuseurs les plus dominants situés dans une même cellule de résolution. Pour cela, il faut considérer que l'espace "source" est de dimension  $d$ . Ce sous-espace signal est obtenu à partir de la connaissance de la covariance des mesures  $[R_{zz}]$ . Le vecteur  $\vec{z}$ , défini par (3.21) possède  $2 \times m$  éléments, pour  $m$  canaux de polarisation :

$$[R_{zz}] = \langle \vec{z}\vec{z}^\dagger \rangle = [\bar{A}][R_{ss}][\bar{A}]^\dagger + \sigma_n^2[R_{nn}] \quad (3.22)$$

où  $[R_{ss}]$  est donnée par :

$$[R_{ss}] = \langle \vec{\sigma}\vec{\sigma}^\dagger \rangle \quad (3.23)$$

et  $[R_{nn}]^1$  est la matrice de corrélation du bruit et  $\sigma_n^2$  est la puissance de bruit moyenne.

Le rang des matrices de corrélation est :

$$\text{rang}([R_{ss}]) = d \text{ et } \text{rang}([R_{nn}]) = 2m \text{ avec } d < m \quad (3.24)$$

En faisant l'hypothèse que les états de polarisation de chaque onde diffusée localement sont linéairement indépendants, i.e. :

---

<sup>1</sup>Généralement,  $[R_{nn}]$  est inconnue. Dans cette situation, il est acceptable de faire l'approximation suivante :  $[R_{nn}] = [I]$

$$\vec{\zeta}_k \neq \alpha \vec{\zeta}_l, \quad k \neq l \text{ et } \alpha \in \mathbb{C} \quad (3.25)$$

alors le rang( $[\bar{A}]$ ) =  $d$ . Cette condition indique que les colonnes de  $[\bar{A}]$  définissent un sous-espace **signal** à  $d$  dimensions dans un espace de dimension  $2m$ .

Soit  $[E_s]$  un ensemble de vecteurs formés à partir des  $d$  vecteurs propres de la décomposition de la matrice de covariance  $[R_{zz}]$ , correspondant aux  $d$  valeurs propres les plus fortes :

$$[E_s] = [ \vec{e}_1 \quad \cdots \quad \vec{e}_d ] \quad (3.26)$$

Alors,  $[\bar{A}]$  et  $[E_s]$  génèrent le même sous-espace signal et il existe une matrice non singulière  $[T] \in \mathbb{C}^{d \times d}$  telle que :

$$[E_s] = [\bar{A}][T] \quad (3.27)$$

$[E_s]$  peut se décomposer en deux sous-matrices  $[E_1] \in \mathbb{C}^{m \times d}$  et  $[E_2] \in \mathbb{C}^{m \times d}$  telles que :

$$[E_s] = \begin{bmatrix} [E_1] \\ [E_2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [A][T] \\ [A][\Phi][T] \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Ainsi,  $[E_1]$ ,  $[E_2]$  et  $[A]$  génèrent le même sous-espace signal. En utilisant cette propriété, il est possible de former la matrice  $[E_{12}]$  telle que son rang soit  $d$  :

$$[E_{12}] \stackrel{\text{def}}{=} [[E_1] \quad [E_2]] \quad (3.29)$$

Etant donné que le rang de la matrice  $[E_{12}]$  est inférieur à sa taille, ceci implique qu'il existe une matrice unique de rang  $d$ ,  $[F] \in \mathbb{C}^{2d \times d}$ , représentant le noyau de l'espace défini par  $[E_{12}]$ , ce qui permet d'obtenir la relation suivante :

$$\begin{aligned} 0 &= [[E_1] \quad [E_2]][F] = [E_1][F_1] + [E_2][F_2] \\ &= [A][T][F_1] + [A][\Phi][T][F_2] \end{aligned} \quad (3.30)$$

En définissant :

$$[\Psi] \stackrel{\text{def}}{=} -[F_1][F_2]^{-1} \quad (3.31)$$

Il est possible de réarranger (3.30) de façon à obtenir :

$$[A][T][\Psi] = [A][\Phi][T] \Rightarrow [A][T][\Psi][T]^{-1} = [A][\Phi] \quad (3.32)$$

En supposant que  $[A]$  est de rang plein, alors :

$$[T][\Psi][T]^{-1} = [\Phi] \quad (3.33)$$

Ainsi, les valeurs propres de  $[\Psi]$  constituent les éléments de la diagonale de  $[\Phi]$  et les colonnes de  $[T]$  correspondent aux vecteurs propres. Cette relation est un point clé dans l'utilisation de l'algorithme ESPRIT.

### 3.3.3.2 Application aux données SAR polarimétriques interférométriques

En pratique, l'algorithme TLS-ESPRIT est basé sur une formulation de la covariance. Ainsi il est nécessaire d'obtenir une estimée  $[\hat{R}_{zz}]$  de la matrice de covariance  $[R_{zz}]$  :

$$[\hat{R}_{zz}] = \langle \vec{k} \vec{k}^\dagger \rangle \text{ avec } \vec{k} = [s_1^{HH} \ s_1^{HV} \ s_1^{VH} \ s_1^{VV} \ s_2^{HH} \ s_2^{HV} \ s_2^{VH} \ s_2^{VV}]^T \quad (3.34)$$

La matrice  $8 \times 8$   $[\hat{R}_{zz}]$  est alors décomposée en une base de vecteurs propres :

$$[\hat{R}_{zz}] = [E][\Lambda][E]^\dagger = \sum_{k=1}^8 \lambda_k [R_k] \quad (3.35)$$

avec  $[\Lambda] = \text{diag}\{\lambda_1, \dots, \lambda_8\}$ ,  $\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_8$  et  $[E] = [\vec{e}_1 \ \dots \ \vec{e}_8]$  représentant respectivement les valeurs et vecteurs propres de  $[\hat{R}_{zz}]$ . Le nombre de diffuseurs locaux dominants  $d$  est déterminé en utilisant une technique polarimétrique basée sur une analyse spectrale de valeurs propres [Ferro-Famil 02], dont l'étude est présentée dans la section suivante.  $d$  est supposé être inférieur au nombre total de canaux de polarisation,  $d \leq 3$ ). Connaissant le nombre de diffuseurs, il est possible d'estimer l'espace signal qui est engendré par les colonnes de  $[\hat{E}_s]$ , correspondant aux  $d$  vecteurs propres associés aux  $d$  valeurs propres dominantes. Cette matrice est décomposée en deux sous matrices  $[\hat{E}_1]$  et  $[\hat{E}_2]$  (3.28) :

$$[\hat{E}_s] \stackrel{\text{def}}{=} [\vec{e}_1 \ \dots \ \vec{e}_d] = \begin{bmatrix} [\hat{E}_1] \\ [\hat{E}_2] \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Le principe est de construire la matrice  $[F]$ , (3.30), par les vecteurs propres correspondant aux valeurs propres nulles de  $[\hat{E}_{12}]^\dagger [\hat{E}_{12}]$ , (3.29), puisque les colonnes de  $[F]$  gèrent le noyau de  $[E_{12}]$  :

$$[\hat{E}_{12}]^\dagger [\hat{E}_{12}] \stackrel{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} [\hat{E}_1]^\dagger \\ [\hat{E}_2]^\dagger \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\hat{E}_1] & [\hat{E}_2] \end{bmatrix} = [E'][\Lambda'][E']^\dagger \quad (3.37)$$

Puis  $[E']$  est partitionnée en  $d \times d$  sous-matrices :

$$[E'] \stackrel{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} [E'_{11}] & [E'_{12}] \\ [E'_{21}] & [E'_{22}] \end{bmatrix} \quad (3.38)$$



Les sous matrices  $[E'_{12}]$  et  $[E'_{22}]$  sont formées à partir des vecteurs propres,  $[E]$  correspondant aux valeurs propres nulles de  $[\Lambda']$ . Ensuite la matrice  $[\hat{\Psi}]$  est définie de la façon suivante :

$$[\hat{\Psi}] = -[E'_{12}][E'_{22}]^{-1} \quad (3.39)$$

Ainsi en calculant les valeurs propres de  $[\hat{\Psi}]$ ,  $\lambda''_k$ , il est possible d'estimer la matrice  $[\hat{\Phi}]$ , (3.33), Ainsi la phase interférométrique des  $d$  diffuseurs locaux dominants,  $\hat{\phi}_k$ , peut être estimée par :

$$\hat{\phi}_k = \arg(\lambda''_k) \quad (3.40)$$

### 3.3.4 Estimation du nombre de mécanismes dominants

Les méthodes à haute résolution reposent sur un modèle analytique dont l'ordre doit être connu. La méthode ESPRIT est fondée sur une décomposition de l'espace vectoriel des observations en un sous-espace **signal**, dont la dimension est l'ordre du modèle, et en un sous-espace **bruit**.

L'utilisation de méthodes classiques (Tests AIC ou MDL), issues de la théorie de l'information, pour la recherche du nombre de diffuseurs dominants n'est pas possible. En effet, il n'est pas possible d'avoir accès à plusieurs mesures de la scène. De plus, l'utilisation de données SAR aéroportées n'autorise pas un fenêtrage important pour un moyennage local. Cela entraînerait une corruption du comportement de la phase interférométrique, étant donnée que celle-ci est fonction de l'angle d'incidence, lui-même fonction de la distance radiale.

Une solution consiste à caractériser la nature des mécanismes de diffusion. Cette méthode est basée sur une analyse spectrale de la décomposition de la matrice de cohérence polarimétrique (*cf. Chapitre 2*) qui permet d'obtenir le nombre de mécanismes dominants intervenant dans une même cellule de résolution [Ferro-Famil 02]. Cette étude se fait à partir de combinaisons de l'**entropie**,  $H$ , qui indique l'aspect aléatoire du phénomène de diffusion, et de l'**anisotropie**,  $A$ , qui indique l'importance relative des mécanismes de diffusion secondaires.

Il est possible de représenter la distribution du nombre de mécanismes en fonction des valeurs de  $H$  et  $A$ . C'est que propose le plan  $H - A$  (figure 3.7). Ainsi :

- **Faible entropie** : il y a une seule contribution significative donc  $d = 1$  ;
- **Entropie médium et faible anisotropie** : il y a un mécanisme dominant perturbé par des termes secondaires résultants du moyennage de contributions polarimétriques indésirables,  $d = 1$ .
- **Entropie médium et forte anisotropie** : dans ce cas, deux mécanismes ont une importance équivalente et  $d = 2$  ;
- **Forte entropie** : diffusion aléatoire et  $d = 3$

Cette approche plus physique dans la recherche du nombre de mécanismes dominants constitue une alternative par rapport aux méthodes provenant de la théorie de l'information.

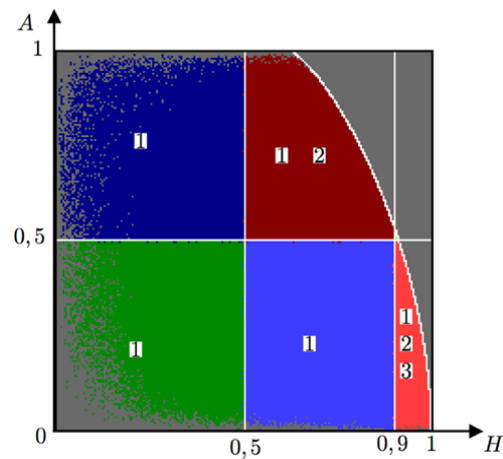
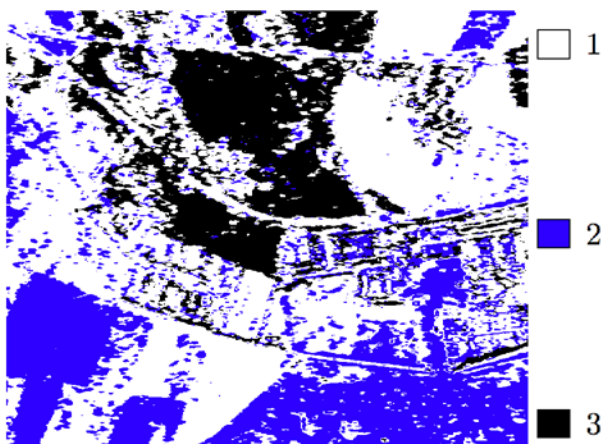


FIG. 3.7 – Plan H-A

### 3.3.5 Résultats expérimentaux

La méthode d'analyse par l'utilisation de l'algorithme ESPRIT, présentée ci-dessus, a été appliquée sur les données du capteur E-SAR présentées dans l'introduction.



(a) Données SAR.



(b) Image optique correspondante.

FIG. 3.8 – Nombre de mécanismes dominants.

La figure 3.8 montre le résultat de la recherche du nombre de mécanismes dominants en fonction de la nature de la scène examinée. Il est possible de constater que sur les zones forestières la méthode indique un résultat de 3 sources dominantes, en effet la forêt est considérée comme une zone de diffusion volumique, elle présente une entropie assez élevée. Par contre, au niveau des champs agricoles, il n'y a qu'une voire deux sources. Ces résultats montrent une certaine fiabilité du principe pour retrouver le nombre de mécanismes en fonction de la nature physique de la zone étudiée.

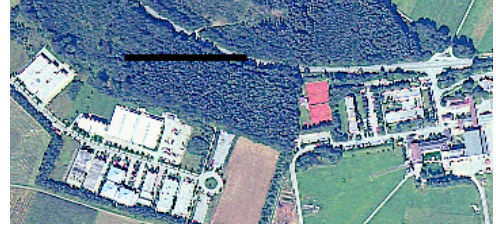
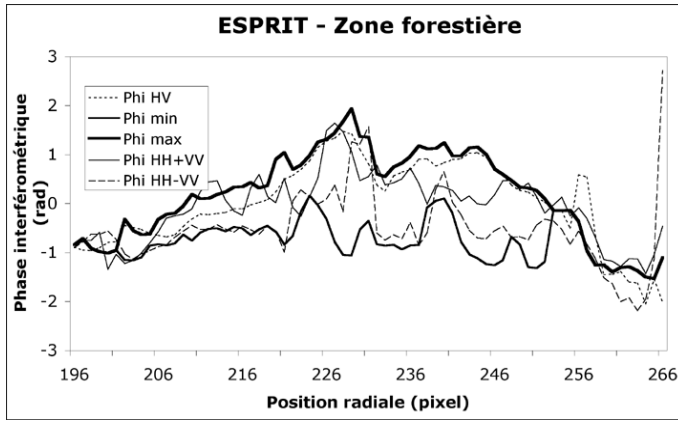


FIG. 3.9 – Phases interférométriques à travers une zone forestière.

### 3.3.5.1 Zone forestière

La figure 3.9 montre le profil de phases interférométriques à travers une zone forestière du site d'Oberpfaffenhofen ainsi que sa localisation sur l'image optique. Comme indiqué dans l'introduction et comme le montre la figure 3.8, dans une zone forestière il y a trois mécanismes dominants. L'algorithme ESPRIT permet de retrouver ainsi trois phases interférométriques associées à ces mécanismes. Dans le profil représenté par la figure 3.9 seules sont représentées les phases interférométriques extrêmes  $\phi_{\max}$  et  $\phi_{\min}$ . L'une d'entre elle correspond donc à la contribution du sol ( $\phi_{\min}$ ) et la seconde représente la canopée ( $\phi_{\max}$ ).

Entre ces deux phases extrêmes, sont représentées les phases provenant de la décomposition de PAULI. Ce résultat montre qu'au niveau des zones forestières, l'utilisation de l'algorithme ESPRIT permet de discriminer la phase du sol ainsi que celle de la canopée.

### 3.3.5.2 Bâtiments

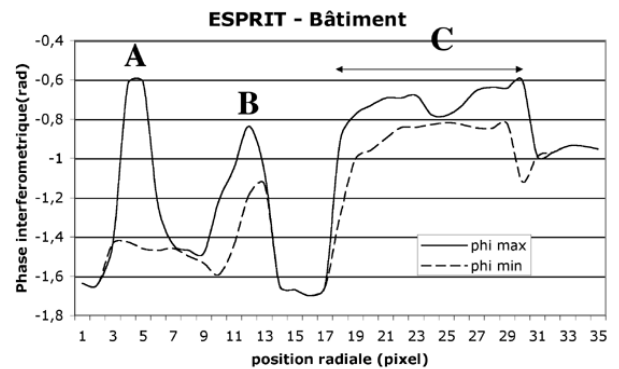


FIG. 3.10 – Image optique du DLR (ligne d'étude). FIG. 3.11 – Profil de la phase interférométrique du bâtiment étudié.

La figure 3.10 montre une image optique d'une partie du DLR. (1) indique le bâtiment étudié. La figure 3.11 montre les profils des phases optimales obtenues en utilisant l'algorithme ESPRIT. Il est clair que les

deux phases atteignent une limite (représentée par la flèche **C**) qui correspond au toit du bâtiment. **A** et **B** représentent les phases interférométriques extrêmes obtenues à travers deux arbres. Le comportement des phases optimales permet de discriminer les **arbres** des **bâtiments**. A travers des zones volumiques, ESPRIT est capable de retrouver deux termes de phases différents correspondant à différents mécanismes de diffusion. Comme il a été vu précédemment, cela correspond aux centres de phase du sol et de la canopée. Une étude plus approfondie sur les bâtiments est présentée dans le *chapitre 5*.

### 3.3.5.3 Comparaison avec la procédure d'optimisation de la cohérence

Afin d'apprécier la méthode à haute résolution ESPRIT, une comparaison avec les résultats obtenus par la méthode d'optimisation de la cohérence est nécessaire.

La figure 3.12 montre le résultat obtenu en utilisant la procédure d'optimisation de la cohérence sur un pixel d'une zone forestière. Il est possible de remarquer l'alignement des cohérences d'une base de polarisation classique telle que la base lexicographique et celle de PAULI (représentées par la croix sur la figure) avec les cohérences obtenus par la procédure d'optimisation (représentées par un losange). Le point d'intersection entre cette ligne et le cercle complexe unitaire représente la phase topographique ou en d'autre terme la phase correspondant à la contribution du sol. A ce point d'intersection correspond la phase interférométrique obtenue en utilisant la méthode ESPRIT (représentée par un triangle).

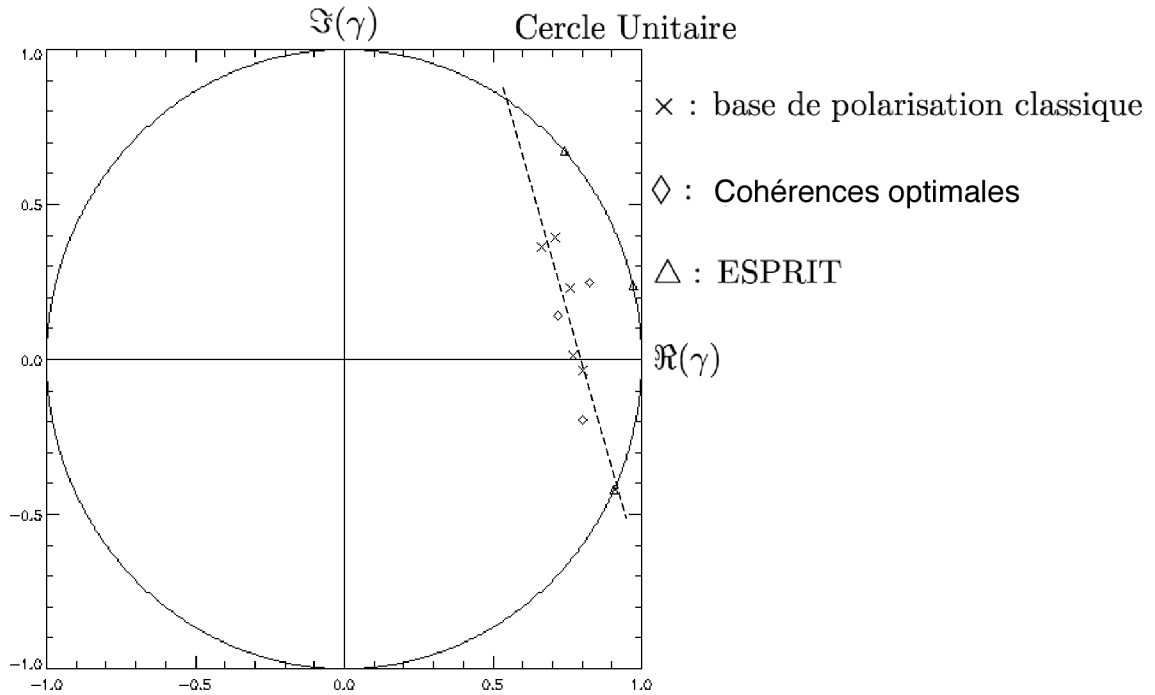


FIG. 3.12 – Comparaison entre la méthode ESPRIT et l'optimisation de la cohérence interférométrique

### 3.3.6 Conclusions

L'utilisation de méthodes à haute résolution en interférométrie SAR polarimétrique est une alternative à la technique présentée dans la section 3.2. En effet, au niveau de zones forestières, il est possible de retrouver

la phase interférométrique de la contribution du sol ainsi que celle de la canopée. De plus, les résultats obtenus par l'utilisation d'ESPRIT sont en accord avec ceux trouvés par la procédure d'optimisation de la cohérence interférométrique et l'utilisation du cercle dans le plan complexe. Cette méthode peut aussi s'appliquer au niveau de zones urbaines de manière à pouvoir distinguer les phases interférométriques provenant de bâtiments par rapport à l'environnement.

L'application de l'algorithme ESPRIT dans cette formulation ne permet pas de retrouver la nature des mécanismes. De plus, l'hypothèse au sujet du nombre de mécanismes est limitée. En effet, le modèle proposé ne peut tenir compte que de quatre canaux de polarisation différents. Ce qui signifie que seuls 3 mécanismes dominants peuvent être retrouvés. Ensuite, le nombre de passes interférométriques est limité. Une seule base interférométrique peut être utilisée.

Une autre approche, utilisant l'algorithme ESPRIT, permet de palier aux restrictions présentées ci-dessus.

### 3.4 Estimation de la polarisation en utilisant ESPRIT

#### 3.4.1 Introduction

Bien qu'elle utilise des données polarimétriques, la méthode décrite précédemment ne fournit aucune information sur la nature des mécanismes de diffusion dominants qui ont été discriminés. Etant donné que l'onde électromagnétique est de nature vectorielle, il paraît intéressant de pouvoir associer un mécanisme de diffusion à une phase interférométrique.

Une extension de l'algorithme ESPRIT, [Li 91], permet, en plus de l'information interférométrique, de retrouver l'information polarimétrique associée à une ou plusieurs sources dominantes [Guillaso 03a]. Cette approche est basée sur la considération du système d'acquisition des données SAR comme un réseau d'antennes.

Comme elle utilise les vecteurs de JONES dans sa formulation, cette méthode est particulièrement adaptée pour les données SAR polarimétriques partielles, comme c'est le cas pour ASAR embarqué sur le satellite ENVISAT. Cette approche est applicable dans deux modes polarimétriques partielles :  $(HH, VH)$  et  $(HV, VV)$ .

#### 3.4.2 Vecteurs de Jones et rapport de polarisation

L'état de polarisation d'une onde TEM est défini par son vecteur de JONES,  $\vec{E}$ , qui contient l'information complète sur les amplitudes et les phases des composantes du champ électromagnétique (*cf. chapitre 2*) :

$$\vec{E} = \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{0x}e^{i\delta_x} \\ E_{0y}e^{i\delta_y} \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

Dans la base cartésienne, tout vecteur de JONES  $\vec{E}$  s'exprime sous la forme :

$$\vec{E} = \begin{bmatrix} E_{0x}e^{i\delta_x} \\ E_{0y}e^{i\delta_y} \end{bmatrix} = E_{0x}e^{i\delta_x} \begin{bmatrix} 1 \\ \rho_{\vec{E}} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

où  $\rho_{\vec{E}}$  représente le rapport de polarisation :

$$\rho_{\vec{E}} = \frac{E_{0y}e^{i\delta_y}}{E_{0x}e^{i\delta_x}} = \tan(\gamma)e^{i\delta} \quad (3.43)$$

avec  $\delta$  représentant la phase différentielle du vecteur de JONES  $\vec{E}$  dans la base cartésienne et  $\gamma$  est l'angle saillant  $\overline{P_x.O.P_E}$  sous lequel est vu du centre de la sphère l'arc de cercle entre les points  $P_x$  et  $P_E$  (3.13).

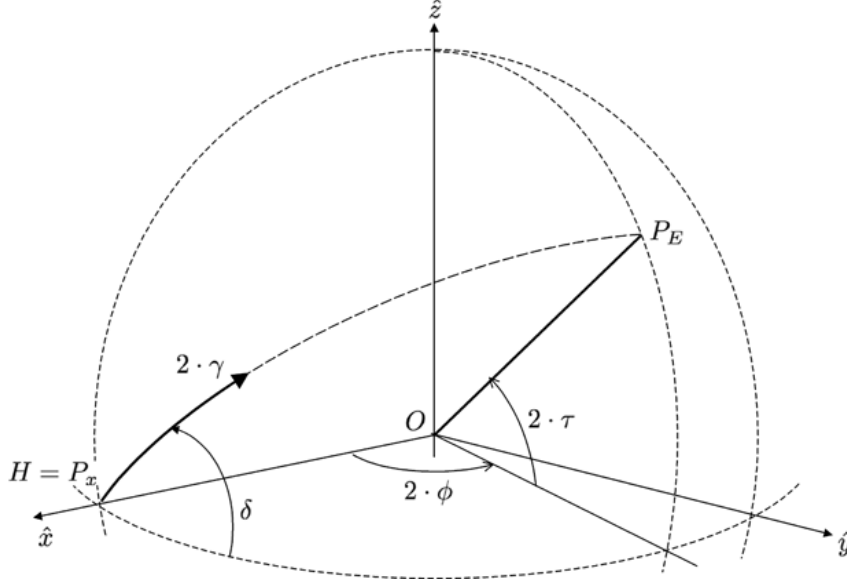


FIG. 3.13 – Définition des angles sphériques  $\gamma$  et  $\delta$

Les composantes de DESCHAMPS du vecteur de JONES s'expriment en fonction des angles sphériques  $\gamma$  et  $\delta$  suivant :

$$\vec{E} = E \cos \gamma \begin{bmatrix} 1 \\ \rho_{\vec{E}} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma e^{i\delta} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

### 3.4.3 Formulation du problème

Dans le cas d'un système interférométrique polarimétrique à une seule base, seul un mécanisme par vecteur de JONES peut être estimé. En effet, dans ce cas, le système est constitué d'un réseau de deux antennes, ce qui implique que  $m = 2$  (nombre de capteurs) et comme  $d < m$  (nombre de sources distinguables), donc  $d = 1$ .

Comme dans la section précédente, le signal reçu peut se mettre sous forme vectorielle  $\vec{z}$  :

$$\vec{z} = \vec{A}\sigma + \vec{n} \quad (3.45)$$

où le vecteur  $\vec{A}$  est composé des éléments de polarisation ainsi que de la phase interférométrique :

$$\vec{A} = \begin{bmatrix} \vec{E} \\ \vec{E} e^{i \Delta \phi} \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

le scalaire  $\sigma$  représente l'intensité de la source et le bruit est supposé gaussien.

Il est nécessaire de former la matrice de covariance du signal reçu  $[R_{zz}]$  :

$$[R_{zz}] = \langle \vec{z} \vec{z}^\dagger \rangle \quad (3.47)$$

Soit  $\vec{E}_S$  le vecteur propre correspondant à la plus forte valeur propre de  $[R]$ , alors, il existe un scalaire  $T$  unique non nul tel que :

$$\vec{E}_S = \vec{A} T \quad (3.48)$$

A partir d'un arrangement des éléments de  $\vec{E}_S$ , il est possible de retrouver la phase interférométrique du mécanisme de diffusion dominant, ainsi que l'état de polarisation de l'onde diffusée par ce mécanisme.

### 3.4.3.1 Estimation de la phase interférométrique d'un diffuseur

L'estimation de la phase interférométrique d'un diffuseur consiste à estimer un scalaire  $\Psi_\phi$ . En effet, à partir de (3.46) il est possible de former deux vecteurs  $\vec{A}_{\phi_1}$  et  $\vec{A}_{\phi_2}$  tel que :

$$\vec{A}_{\phi_1} = \vec{E} \text{ et } \vec{A}_{\phi_2} = \vec{E} e^{i \Delta \phi} \quad (3.49)$$

ainsi  $\vec{A}_{\phi_2} = \vec{A}_{\phi_1} \Psi_\phi$  avec  $\Psi_\phi = e^{i \Delta \phi}$ . En introduisant la notion définie par (3.48), alors il est possible de définir deux vecteurs  $\vec{E}_{\phi_1}$  et  $\vec{E}_{\phi_2}$ , formés à partir de  $\vec{E}_S$  dans le même ordre que sont définis  $\vec{A}_{\phi_1}$  et  $\vec{A}_{\phi_2}$  et :

$$\vec{E}_{\phi_1} = \vec{A}_{\phi_1} T \quad (3.50)$$

$$\vec{E}_{\phi_2} = \vec{A}_{\phi_2} T = \vec{A}_{\phi_1} \Psi_\phi T \quad (3.51)$$

ainsi :

$$\vec{E}_{\phi_2} = \vec{E}_{\phi_1} \Psi_\phi \quad (3.52)$$

### 3.4.3.2 Estimation de l'état de polarisation d'un diffuseur

L'estimation de l'état de polarisation d'un diffuseur est basée sur le même principe que l'estimation de la phase interférométrique. L'idée est d'estimer un scalaire  $\Psi_\rho$  correspondant au rapport de polarisation du mécanisme de diffusion dominant. Si l'expression (3.46) est développée de la façon suivante :

$$\vec{A} = E \cos \gamma \begin{bmatrix} 1 \\ \rho_{\vec{E}} e^{i \Delta \phi} \\ \rho_{\vec{E}} e^{i \Delta \phi} \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

En changeant l'ordre des éléments du vecteur  $\vec{A}$ , le vecteur  $\vec{A}'$  est formé suivant :

$$\vec{A}' = E' \begin{bmatrix} 1 \\ e^{i \Delta \phi} \\ \rho_{\vec{E}} \\ \rho_{\vec{E}} e^{i \Delta \phi} \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

Ainsi, comme dans le cas précédent, deux vecteurs  $\vec{A}_{\rho_1}$  et  $\vec{A}_{\rho_2}$  sont extraits de (3.54) :

$$A' = \begin{bmatrix} \vec{A}_{\rho_1} \\ \vec{A}_{\rho_2} \end{bmatrix} \Rightarrow \vec{A}_{\rho_2} = \vec{A}_{\rho_1} \Psi_{\rho} \quad (3.55)$$

Alors en formant deux vecteurs  $\vec{E}_{\rho_1}$  et  $\vec{E}_{\rho_2}$  à partir de  $\vec{E}_S$  suivant le même ordre que décrit par (3.54), alors :

$$\vec{E}_{\rho_1} = \vec{A}_{\rho_1} T' \quad (3.56)$$

$$\vec{E}_{\rho_2} = \vec{A}_{\rho_2} T' = \vec{A}_{\rho_1} \Psi_{\rho} T' \quad (3.57)$$

et donc :

$$\vec{E}_{\rho_2} = \vec{E}_{\rho_1} \Psi_{\rho} \quad (3.58)$$

### 3.4.4 Application à des données SAR réelles

Les vecteurs signaux sont extraits des vecteurs de JONES reçus lors de l'acquisition des données. Ainsi :

$$\vec{z}_{mes} = \begin{bmatrix} S_{XX}^1 \\ S_{YX}^1 \\ S_{XX}^2 \\ S_{YX}^2 \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

avec  $X$  et  $Y$  les différents états de polarisation.

Comme pour la méthode précédente, il faut utiliser une formulation de la covariance. Ainsi, une estimée de la matrice de covariances  $[\hat{R}_{zz}]$  est formée suivant :



$$[\hat{R}_{zz}] = \langle \vec{z}_{mes} \vec{z}_{mes}^\dagger \rangle \quad (3.60)$$

Cette matrice de covariances,  $[\hat{R}]$ , est alors décomposée en une base de vecteurs propres. Le vecteur  $\vec{E}_S$  est formé du vecteur propre de la décomposition de  $[\hat{R}]$  correspondant à la valeur propre la plus forte. Ensuite, les estimées de  $\vec{E}_{\phi_1}$ ,  $\vec{E}_{\phi_2}$ ,  $\vec{E}_{\rho_1}$  et  $\vec{E}_{\rho_2}$  sont formées à partir de  $\vec{E}_S$ , de la même façon que  $\vec{E}_{\phi_1}$ ,  $\vec{E}_{\phi_2}$ ,  $\vec{E}_{\rho_1}$  et  $\vec{E}_{\rho_2}$  sont formés à partir de  $\vec{E}_S$ , (3.52) et (3.58).

La forme des équations (3.52) et (3.58) étant similaire à la formulation (3.28), alors il est possible d'estimer les scalaires  $\hat{\Psi}_\phi$  et  $\hat{\Psi}_\rho$  correspondant, respectivement, à l'estimation de la phase interférométrique et au rapport de polarisation, en utilisant le principe décrit par la section 3.3.3.2.

Ainsi la valeur de la phase interférométrique,  $\hat{\phi}$ , est donnée par l'argument de  $\hat{\Psi}_\phi$  :

$$\hat{\phi} = \arg(\hat{\Psi}_\phi) \quad (3.61)$$

Il est possible de retrouver les angles de polarisation  $\hat{\gamma}$  et  $\hat{\delta}$  correspondant au mécanisme de diffusion dominant, à partir de l'estimée de  $\hat{\Psi}_\rho$  en utilisant les relations suivantes :

$$\hat{\gamma} = \tan^{-1}(|\hat{\Psi}_\rho|) \quad (3.62)$$

$$\hat{\delta} = \arg(\hat{\Psi}_\rho) \quad (3.63)$$

### 3.4.5 Extraction des vecteurs de JONES à partir de la matrice de SINCLAIR

Le principe présenté ci-dessus utilise des données en polarisation partielle. Dans le cas où les données sont polarimétriques sous la forme de matrices de retrodiffusion, il est utile de pouvoir extraire les vecteurs de JONES correspondant aux deux modes d'émission, horizontal ( $H$ ) et vertical ( $V$ ).

Comme décrite dans le *chapitre 2*, la matrice de SINCLAIR lie deux vecteurs de JONES, l'un incident,  $\vec{E}_i$  et l'autre diffusé,  $\vec{E}_s$ , suivant :

$$\vec{E}_s = [S] \vec{E}_i = \begin{bmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{bmatrix} \vec{E}_i \quad (3.64)$$

La matrice de SINCLAIR peut alors se décomposer en deux vecteurs de JONES,  $\vec{E}_s^H$  et  $\vec{E}_s^V$  :

$$\vec{E}_s^H = [S] \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{HH} \\ S_{VH} \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

$$\vec{E}_s^V = [S] \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{HV} \\ S_{VV} \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

Les deux signaux mesurés,  $\vec{z}_{mes}^H$  et  $\vec{z}_{mes}^V$ , sont ainsi formés à partir des expressions des vecteurs de JONES ci-dessus :

$$\vec{z}_{mes}^H = \begin{bmatrix} \vec{E}_{s_1}^H \\ \vec{E}_{s_2}^H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{HH}^1 \\ S_{VH}^1 \\ S_{HH}^2 \\ S_{VH}^2 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \vec{z}_{mes}^V = \begin{bmatrix} \vec{E}_{s_1}^V \\ \vec{E}_{s_2}^V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{HV}^1 \\ S_{VV}^1 \\ S_{HV}^2 \\ S_{VV}^2 \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

A partir de ces deux vecteurs signaux et en utilisant l'approche d'estimation de l'état de polarisation, il est possible d'obtenir deux estimations de la phase interférométrique, l'une correspondant au mécanisme dominant d'une onde incidente en polarisation horizontale,  $\hat{\phi}_H$ , et en polarisation verticale,  $\hat{\phi}_V$ , en utilisant (3.61). Il en est de même pour l'estimation des angles de polarisation :  $\hat{\gamma}_H$ ,  $\hat{\gamma}_V$ ,  $\hat{\delta}_H$  et  $\hat{\delta}_V$  en utilisant (3.62) et (3.63).

### 3.4.6 Estimation de la matrice de SINCLAIR associée aux mécanismes de diffusion.

Dans le cas de données SAR polarimétriques, il est possible, à partir des angles retrouvés par (3.62) et (3.63), de former une nouvelle matrice de SINCLAIR normalisée :

$$[S^{nouv}] = \begin{bmatrix} S_{HH}^{nouv} = \frac{\cos \gamma_H \cdot \cos \gamma_V}{\sqrt{\cos^2 \gamma_V + \sin^2 \gamma_H}} & S_{HV}^{nouv} = \frac{\sin \gamma_H \cdot \cos \delta_H \cdot \cos \gamma_V + i \cdot \sin \gamma_H \cdot \sin \delta_H \cdot \cos \gamma_V}{\sqrt{\cos^2 \gamma_V + \sin^2 \gamma_H}} \\ S_{VH}^{nouv} = S_{HV}^{nouv} & S_{VV}^{nouv} = \frac{\sin \gamma_H \cdot \cos(\delta_H + \delta_V) \cdot \sin \gamma_V + i \cdot \sin \gamma_H \cdot \sin(\delta_H + \delta_V) \cdot \cos \gamma_V}{\sqrt{\cos^2 \gamma_V + \sin^2 \gamma_H}} \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

### 3.4.7 Estimation du paramètre $\alpha$

Une définition du paramètre  $\alpha$  est donnée dans le *chapitre 2*. Comme la nouvelle matrice de SINCLAIR est normalisée, ce qui signifie que son span est unitaire, le vecteur cible polarimétrique,  $\vec{k}_{nouv}$ , formé à partir de cette matrice et dans la base de PAULI, est de la forme suivante :

$$\vec{k}_{nouv} = e^{i\varphi} \begin{bmatrix} \cos \hat{\alpha}_{nouv} \\ \sin \hat{\alpha}_{nouv} \cos \hat{\beta}_{nouv} e^{i\hat{\delta}_{nouv}} \\ \sin \hat{\alpha}_{nouv} \sin \hat{\beta}_{nouv} e^{i\hat{\gamma}_{nouv}} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_{HH}^{nouv} + S_{VV}^{nouv} \\ S_{HH}^{nouv} - S_{VV}^{nouv} \\ 2 S_{HV}^{nouv} \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

Le paramètre  $\hat{\alpha}_{nouv}$  peut être ainsi estimé par :

$$\hat{\alpha}_{nouv} = \cos^{-1} \left( \frac{|S_{HH}^{nouv} + S_{VV}^{nouv}|}{\sqrt{2}} \right) \quad (3.70)$$

et il est alors possible de donner une interprétation physique au mécanisme de diffusion estimé (*cf. chapitre 2*).

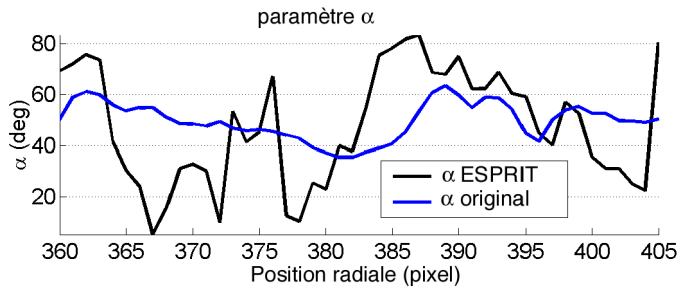
FIG. 3.14 – Variations du paramètre  $\alpha$ .

FIG. 3.15 – Image optique.

### 3.4.8 Résultats expérimentaux

Le principe présenté ci-dessus a été appliqué sur les mêmes données SAR polarimétriques interférométriques que celle présentées dans la section 3.3.5. Il s'agit du profil de phase du même bâtiment que celui présenté par la figure 3.11. La phase interférométrique et les paramètres de polarisations ont été extraits. Une nouvelle matrice de SINCLAIR, correspondant au mécanisme de diffusion dominant est générée. Afin de comparer avec la caractérisation utilisant une simple passe polarimétrique, l'angle  $\hat{\alpha}_{nouv}$  est calculé à partir du nouveau vecteur cible,  $\vec{k}_{nouv}$ .

Tandis que le paramètre  $\alpha$  estimé à partir de données SAR polarimétrique indique en moyenne une diffusion de volume ( $\alpha \approx 45^\circ$ ), le paramètre  $\hat{\alpha}_{nouv}$  estimé à partir d'ESPRIT permet une discrimination des différents mécanismes rencontrés (figure 3.14). Ainsi, il est possible de localiser des surfaces ( $\hat{\alpha}_{nouv} < 45^\circ$ ), correspondant à la route et de la double réflexion ( $\hat{\alpha}_{nouv} > 45^\circ$ ) indiquant la présence du bâtiment. Enfin la localisation de l'arbre est indiqué par  $\hat{\alpha}_{nouv} \approx 45^\circ$ .

### 3.4.9 Conclusion

L'utilisation d'ESPRIT pour associer l'état de polarisation à la phase interférométrique du mécanisme dominant trouvé est une approche prometteuse. Cette méthode est spécialement indiquée pour des données SAR polarimétriques partielles, comme c'est le cas pour le système ASAR embarqué sur le satellite de télédétection ENVISAT. De plus si les données SAR utilisées sont polarimétriques, il est possible de reformer une matrice de SINCLAIR améliorant ainsi l'information physique des mécanismes. Par contre, les limitations de l'utilisation d'une seule base interférométrique est que seul un mécanisme peut être retrouvé. Si deux mécanismes ont la même puissance, alors la détermination ne peut fonctionner. Pour remédier à ce problème, l'introduction de passes supplémentaires, rajoutant des mesures, permet ainsi d'augmenter le nombre de sources détectables, le principe général de cette méthode étendue au cas multi-passes est présenté en Annexe 1.

## 3.5 Conclusions

Ce chapitre est une introduction à l'interférométrie SAR polarimétrique. Il propose trois approches afin d'associer la phase interférométrique à un mécanisme de diffusion permettant ainsi de définir la troisième

dimension dans l'imagerie SAR. La première approche est basée sur une procédure d'optimisation de la cohérence interférométrique ainsi que d'un modèle de diffusion volumique. Cette approche est surtout utilisée pour les zones végétales. Cette approche permet l'introduction de l'interférométrie vectorielle. Les approches suivantes sont basées sur l'utilisation des méthodes à haute résolution et particulièrement la méthode ESPRIT. Cette méthode permet de retrouver la phase interférométrique de mécanismes dominants au sein d'une même cellule de résolution, mais ne donne pas d'indication sur la nature physique de ces mécanismes. La troisième approche permet quant à elle de définir, en plus de la phase interférométrique, l'état de polarisation de l'onde réfléchi par rapport à l'onde incidente.

L'application de l'interférométrie SAR polarimétrique sur des données réelles donnent des résultats satisfaisant pour l'estimation de la phase interférométrique associée à un mécanisme de diffusion. En effet, cette technique originale et novatrice permet, par exemple, d'isoler l'information interférométrique d'un bâtiment par rapport à son environnement immédiat.

Une étude approfondie de l'application de l'interférométrie SAR polarimétrique pour la caractérisation des bâtiments est proposée dans le *chapitre 5*.



## Chapitre 4

# La superrésolution SAR

### 4.1 Introduction

Au début des années 90, le principe d'augmentation de la largeur du spectre des images SAR en utilisant des données interférométriques fut introduit par Prati [Prati 93]. Le spectre de deux images SAR obtenues à partir de deux angles d'incidence légèrement différents contient différentes parties du spectre de la réflectivité du sol observé (*cf. Chapitre 1*). Cet effet est connu en interférométrie SAR sous le terme de décalage spectral [Gatelli 94]. L'idée de base du principe de la superrésolution est de combiner de façon cohérente les différentes parties du spectre mesuré, de manière à augmenter la largeur de bande totale de l'image. De cette façon, une image, avec une meilleure résolution, peut être obtenue. Jusqu'à présent, ce principe fut appliqué seulement sur des données spatiales [Suess 98] où la dépendance radiale du décalage peut être négligée. A cause des variations de l'angle d'incidence pour des données interférométriques aéroportées, le décalage spectral entre les deux images n'est pas constant suivant la position radiale, ainsi l'amélioration de la résolution est elle aussi dépendante de la position radiale [Guillaso 01].

Le but de ce chapitre est de proposer l'application du principe de la superrésolution pour des données SAR aéroportées et de vérifier quantitativement les résultats au moyen d'une analyse de la réponse des réflecteurs de calibration.

Dans une seconde partie, le principe de la superrésolution est appliqué sur des données polarimétriques interférométriques montrant une amélioration des résultats obtenus en utilisant des outils polarimétriques tels que les théorèmes de décomposition ainsi que des procédures de classification.

### 4.2 Définitions de la résolution

Après l'application du processus de compression radiale le signal suivant est obtenu (*cf. Chapitre 1*) :

$$s'_{rc}(x, r; r_0) = \sigma_S(x_0; r_0) G_0(x - x_0; r_0) A_c \left( \frac{2}{c} (r - R(x - x_0; r_0)) \right) \exp \left( -i \frac{4\pi}{\lambda} R(x - x_0; r_0) \right) \quad (4.1)$$

avec  $A_c(\tau) \propto \text{sinc}(W\tau)$  et  $W$  représente la largeur de bande du signal.

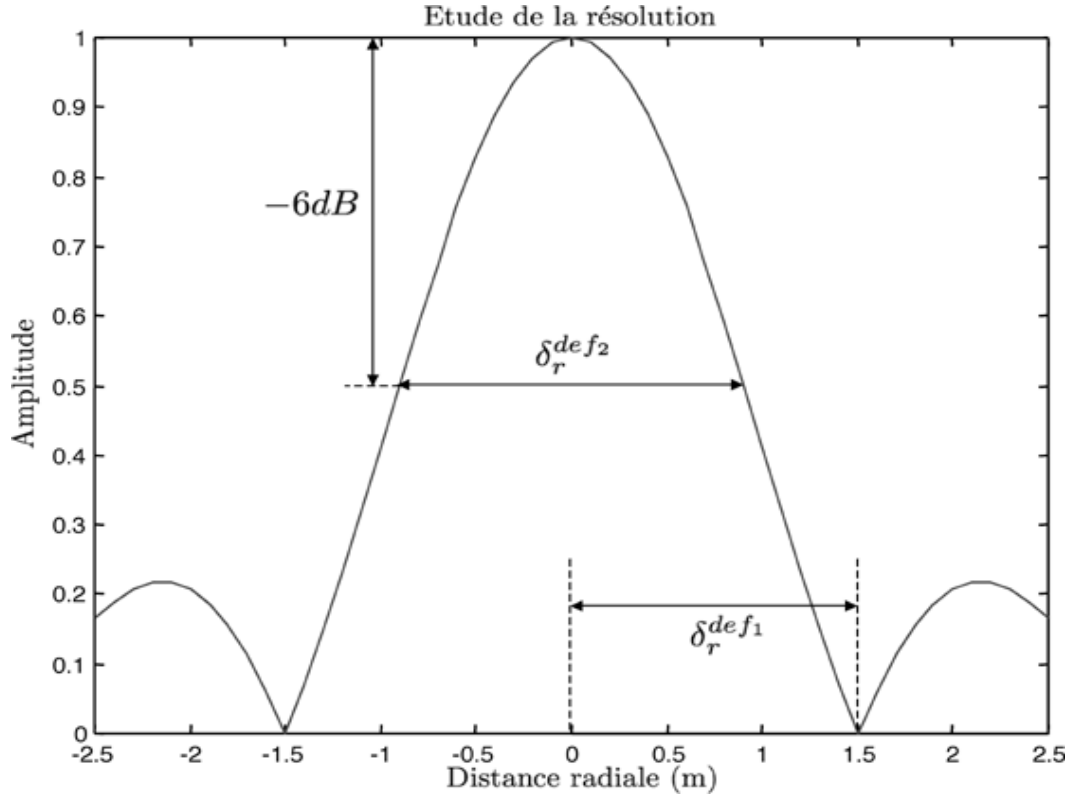


FIG. 4.1 – Définitions de la résolution à partir de la fonction  $\text{sinc}(W2d/c)$ .

Le calcul de la résolution est donné par une étude de la fonction  $\text{sinc}(W2d/c)$ . Une définition de la résolution consiste à calculer la distance entre le maximum et le premier zéro de la fonction  $\text{sinc}(W2d/c)$  (figure 4.1) :

$$\text{sinc}\left(\frac{W2d}{c}\right) = 0 \Rightarrow \frac{W2d}{c} = 1 \Rightarrow \delta_r^{def1} = d = \frac{c}{2W} \quad (4.2)$$

Cette définition est difficilement applicable dans le cas de données réelles car le premier zéro n'est pas toujours observable. Dans ce cas, une autre définition de la résolution est proposée, il s'agit de calculer la taille du lobe principal à  $-6dB$  du maximum (figure 4.1) :

$$\text{sinc}\left(\frac{W2d}{c}\right) = \frac{1}{2} \Rightarrow \frac{\pi W2d}{c} = \pi\mu \Rightarrow \delta_r^{def2} = d = 2\mu \frac{c}{2W} = 2\mu \delta_r^{def1} \quad (4.3)$$

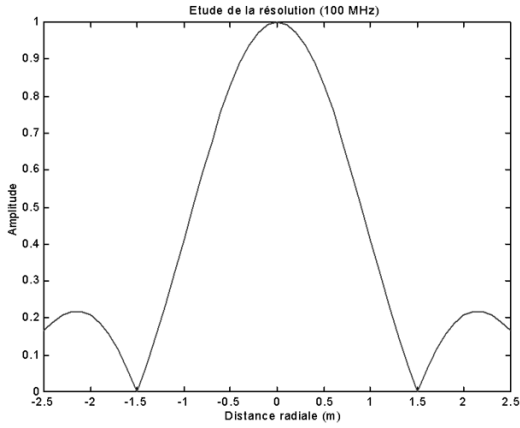
Cette équation n'a pas de solution analytique mais possède une solution numérique :  $\pi\mu = 1,895494267$ .

## 4.3 Principe de la superrésolution

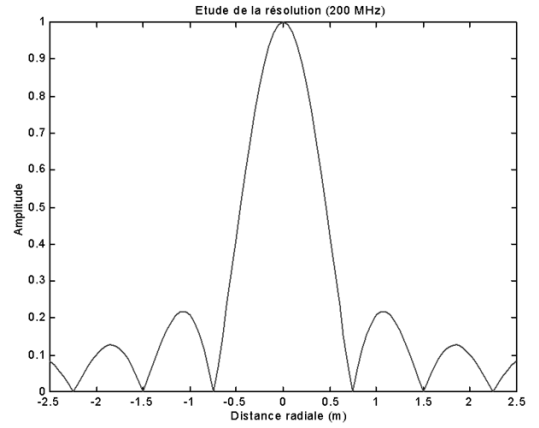
### 4.3.1 Utilisation du décalage spectral

Les définitions de la résolution (équations (4.2) ou (4.3)) dépendent de la largeur de bande  $W$ . L'amélioration de la résolution nécessite une augmentation de la largeur de bande effective  $W$ . Les figures 4.2 (a) et (b)

montrent le résultat de la fonction  $\text{sinc}(W2d/c)$  pour deux largeurs de bande différentes,  $W_1 = 100\text{MHz}$  et  $W_2 = 200\text{MHz}$ . Les résolutions obtenues sont 1,5 m et 0,75 m, respectivement.



(a) 100 MHz.



(b) 200 MHz.

FIG. 4.2 – Etude de la résolution en fonction de la largeur de bande du signal.

Comme il a été mentionné dans le chapitre sur l'interférométrie, deux images SAR interférométriques contiennent différentes parties du spectre de la réflectivité du sol (figure 4.3).

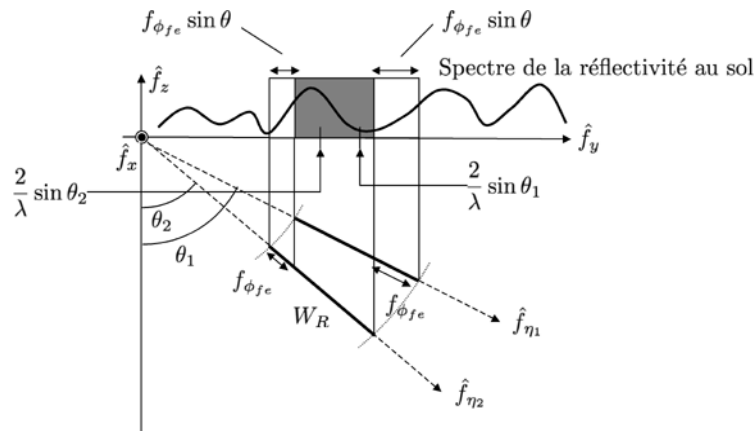


FIG. 4.3 – Principe du décalage spectral.

Le principe de la superrésolution est montré par la figure 4.4. L'étape 1 montre le spectre de chaque image dans le plan radar. La partie gris foncé correspond à la partie commune des spectres de la réflectivité au sol. Ensuite, les spectres des deux images sont décalés symétriquement, afin de faire coïncider la partie commune, en utilisant la formule du décalage spectral, étape 2, correspondant à la fréquence locale des franges de phase :

$$\Delta f = \frac{2 B_{\perp}}{\lambda R_1 \tan \theta} \text{ avec } \theta = \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \quad (4.4)$$

Lorsque la partie commune des spectres est alignée, les deux spectres sont combinés pour former une



nouvelle image SAR avec une meilleure résolution, étape 3. Le spectre résultant de l'opération possède alors une largeur plus grande que les originaux, entraînant une amélioration de la résolution. La nouvelle résolution est quantifiable et est dépendante du paramètre  $\Delta f$  :

$$\delta_r^{def1} = \frac{c}{2(W + \Delta f)} \quad (4.5)$$

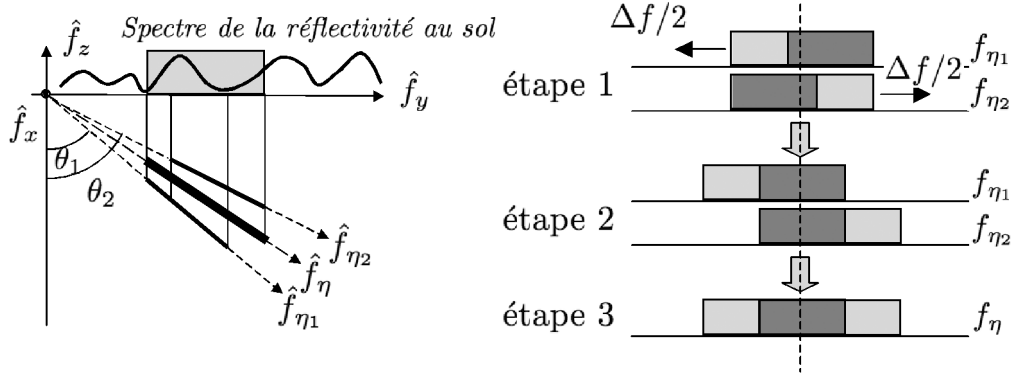


FIG. 4.4 – Principe de la superrésolution par décalage spectral.

### 4.3.2 Algorithme de superrésolution

Un algorithme pour la super-résolution, utilisant deux images SAR,  $u_1(x, R)$  et  $u_2(x, R)$ , est présenté par la figure 4.5.

La première étape est l'estimation du décalage spectral. Pour cela, il faut former l'interférogramme  $\nu(x, R)$  en utilisant la relation :

$$\nu(x, R) = u_1(x, R)u_2^*(x, R) = |u_1(x, R)||u_2(x, R)|e^{i\Delta\phi(x, R)} \quad (4.6)$$

La valeur du décalage spectral est donnée en estimant la phase de la terre plate,  $\phi_{fe}$ .

Le décalage symétrique des spectres des images est réalisé de la façon suivante :

$$u_1(x, R) = u_1(x, R)e^{i\frac{\phi_{fe}}{2}} \quad (4.7)$$

$$u_2(x, R) = u_2(x, R)e^{-i\frac{\phi_{fe}}{2}} \quad (4.8)$$

Enfin les deux spectres sont combinés de façon à générer un nouveau spectre avec une plus grande largeur de bande et former ainsi l'image SAR.

## 4.4 Application au cas aéroporté

L'application du principe de la superrésolution sur des données SAR aéroportées se fait suivant l'algorithme présenté par la section 4.3.2, mais en tenant compte des dépendances radiales pour le calcul du décalage.

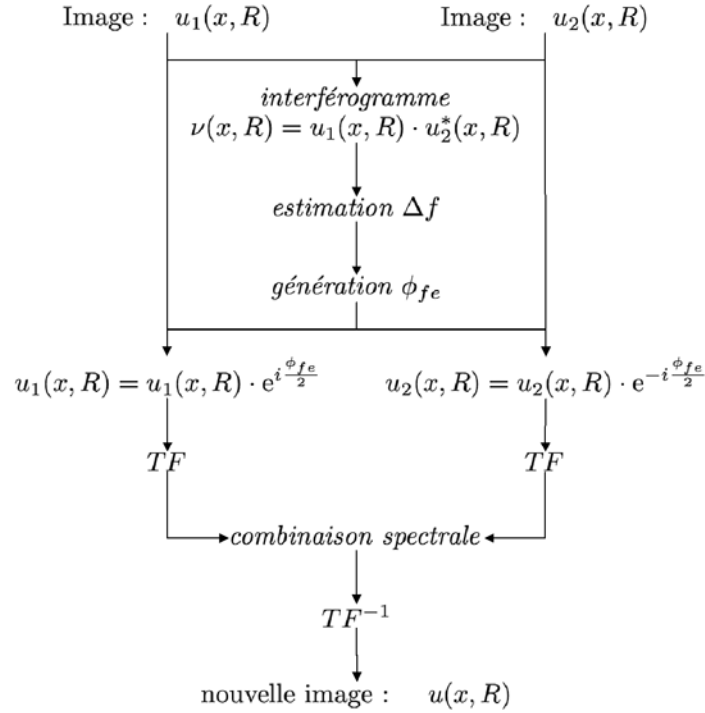


FIG. 4.5 – Algorithme pour la génération d’une image en appliquant le principe de la superrésolution.

#### 4.4.1 Le décalage spectral

Il existe une relation entre le décalage spectral  $\Delta f_R$  et la phase de la terre plate. Dans le cas aéroporté, la phase de la terre plate n’est plus linéaire, sa forme dépend fortement de la géométrie et est fortement incurvée. Il est possible d’associer à chaque pixel de l’image dans la direction radiale un déplacement spectral local en utilisant la pente de la phase de la terre plate :

$$\Delta f_R(r) = \frac{\partial \phi_{fe}(r)}{\partial R} = \frac{2B_{\perp}(r)}{\lambda R_S(r) \tan \theta(r)} \quad (4.9)$$

Cette pente est supposée constante au voisinage du point étudié. En multipliant une des deux images SAR par  $\exp(i\phi_{fe}(r)/2)$ , un décalage spatial variable de la fréquence dans le domaine fréquentiel est introduit. Ce décalage fréquentiel s’adapte à la géométrie du système. Après cette opération, la partie commune du spectre de chaque image est alignée comme le montre la figure 4.6. Dans cette figure, **1** représente le spectre pour la position radiale proche, **2** pour la position radiale médiane et **3** pour la position radiale lointaine.

#### 4.4.2 La recombinaison spectrale

La seconde étape consiste en une recombinaison spectrale de façon à générer une nouvelle image qui possède une plus grande largeur de bande. Le décalage spectral symétrique introduit un recentrage de la partie commune des spectres autour de la fréquence  $f_0$  (figure 4.6) indépendamment de la position en distance. Un simple filtre rectangulaire, défini pour chaque image, est suffisant pour augmenter la largeur de bande et obtenir ainsi une image superrésolution. Les relations suivantes donnent l’équation de chaque filtre et la génération de l’image superrésolution  $u_{nouv}(x, r)$  :

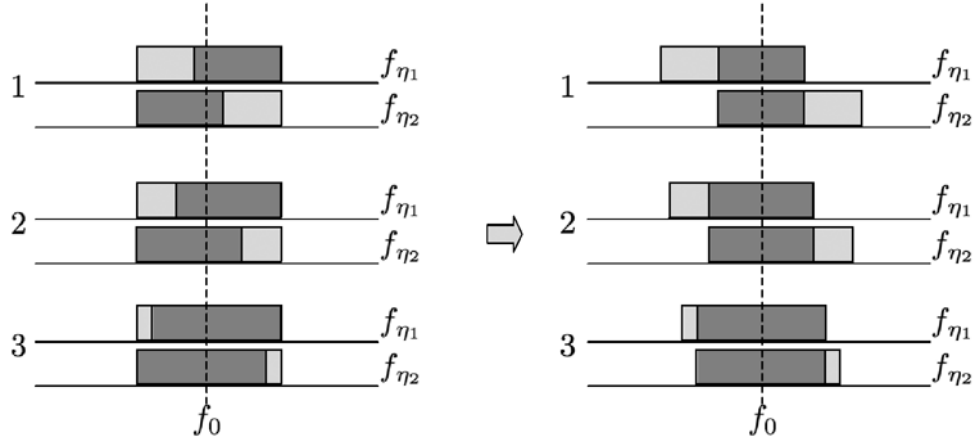


FIG. 4.6 – Principe du décalage spectral tenant compte de la dépendance radiale.

$$fl_1(f) = \begin{cases} 1 & \text{si } -\infty < f < f_0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.10)$$

$$fl_2(f) = \begin{cases} 1 & \text{si } f_0 < f < \infty \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.11)$$

$$u_{nouw}(x, R) = TF_{l \times l}^{-1}(TF_{l \times l}(u_1(x, R)) \cdot fl_1 + TF_{l \times l}(u_2(x, R)) \cdot fl_2) \quad (4.12)$$

Avec  $TF_{l \times l}$  dénote la transformé de FOURIER ligne par ligne pour chaque image.

En pratique, un filtre possédant des caractéristiques continues est utilisé.

### 4.4.3 Limitations

Il existe certaines limitations lors de l'application du principe de la superrésolution dans le cas aéroporté.

#### 4.4.3.1 La topographie

Pendant le processus de superrésolution, les spectres doivent être décalés. L'utilisation de la phase de la terre plate pour estimer la valeur du décalage spectral ne prend pas en compte la topographie de la scène étudiée entraînant ainsi une erreur sur l'estimation du décalage local. Afin de compenser cette erreur, une correction de phase additionnelle est nécessaire et doit être appliquée sur une des deux images. La phase requise est la phase topographique résiduelle qui peut être estimée, sous sa forme repliée, en formant l'interférogramme entre les deux images SAR après avoir appliqué le décalage spectral. Cette phase est filtrée et enlevée sur une des deux images.

#### 4.4.3.2 Le recalage des données SAR

Le principe de la superrésolution est basé sur une combinaison cohérente de 2 (ou plusieurs) images complexes. Ceci indique que les images doivent être recalées avec une extrême précision [Scheiber 00], [Reigber 01a].

#### 4.4.3.3 La baseline critique

La valeur du décalage spectral est gouvernée par les caractéristiques du système. Afin que le principe de superrésolution puisse s'appliquer, il est nécessaire que les spectres des deux images SAR aient une partie commune. La limite est atteinte lorsque la valeur du décalage est égal à la largeur du spectre, c'est-à-dire  $W$ . Cette limite est nommée : *base normale critique*. Elle est donnée, dans le cas aéroporté, par la formule :

$$B_{\perp c}(r) = \frac{\lambda}{c} W R_S(r) \tan \theta(r) \quad (4.13)$$

Suivant la base interférométrique utilisée, il est possible que pour certaine valeur de l'angle d'incidence, en zone radiale proche, la base normale soit supérieure à la base normale critique. Dans ce cas, le principe de superrésolution ne s'applique pas (figure 4.7). En effet, il est nécessaire d'avoir une partie commune des spectres pour pouvoir appliquer le principe de superrésolution. Ceci est possible uniquement si la base orthonormale est plus petite que la base normale critique. Par contre au point où la base orthonormale devient égale à la base normale critique, le maximum d'amélioration peut être obtenu. Dans ce cas, la nouvelle largeur de bande est doublée et la résolution est divisée par un facteur 2

Une possibilité pour résoudre ce problème est de diminuer la base, mais, dans ce cas, la possibilité d'amélioration est d'autant plus faible que la base diminue.

Une autre possibilité est d'utiliser plus de deux images afin d'assurer le recouvrement des spectres. Par exemple, une troisième image, possédant une base plus petite, peut être insérée entre les deux images ayant une grande base, ainsi les différents spectres sont recouverts, même pour une position radiale proche. Ce principe est représenté sur la figure 4.8.

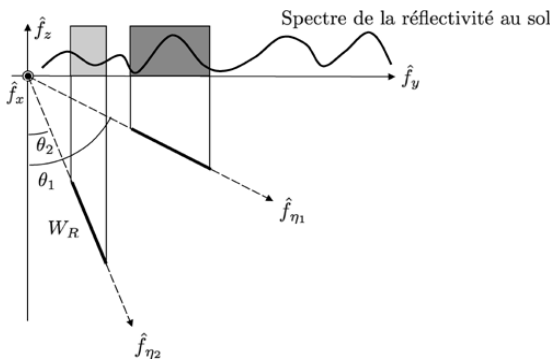


FIG. 4.7 – Problème de la base normale critique

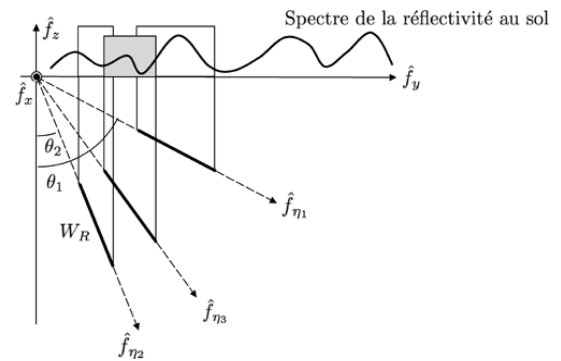


FIG. 4.8 – Utilisation d'une troisième image.

#### 4.4.4 Algorithme – Utilisation de deux images SAR aéroportées

L'algorithme de la superrésolution, utilisant 2 images SAR aéroportées, est donné par la figure 4.9. La phase de la terre plate est estimée en utilisant l'approche géométrique décrite dans le chapitre sur l'interférométrie. Cet algorithme prend en compte les différents problèmes décrits ci-dessus, sauf celui de la base normale critique. Pour cela il est nécessaire d'utiliser au moins 3 images SAR.

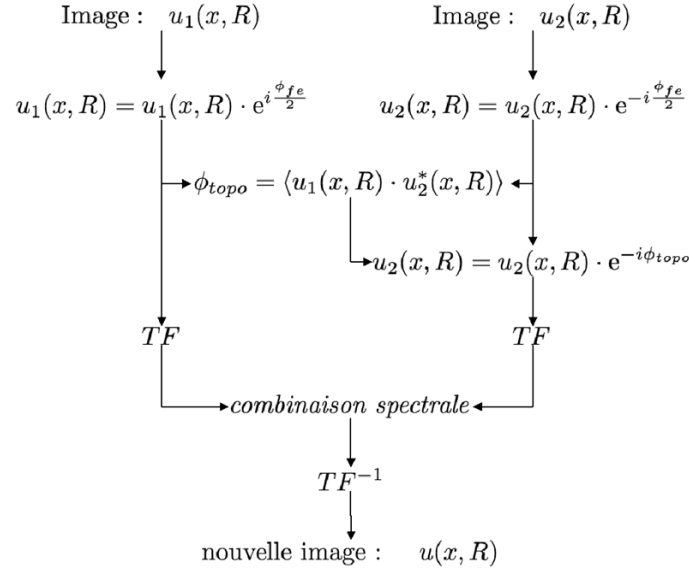


FIG. 4.9 – Algorithme de la superrésolution utilisant 2 images SAR interférométriques aéroportées.

## 4.5 Résultats expérimentaux

### 4.5.1 Présentation du site de test

La validation du principe de la superrésolution, présenté ci-dessus, est effectuée sur des données SAR aéroportées. Ces données sont celles acquises par le capteur E-SAR du DLR (centre aérospatial allemand), sur le site de test d'Oberpfaffenhofen, Allemagne. Cette zone (figure 4.10), située autour du DLR (localisé par un rectangle noir), présente certains avantages pour l'analyse. Elle comporte un terrain d'aviation utilisé à la fois par le DLR et par la compagnie Fairchild Dornier. Cinq réflecteurs de calibration, numérotés de 7 à 11 sur la figure 4.10, sont localisés sur ce terrain. Sur le terrain du DLR, il y a quatre autres réflecteurs, 1 à 3 et 6 sur figure 4.10, ainsi que deux réflecteurs mobiles, 4 et 5 sur la figure 4.10. Ces réflecteurs de calibration sont utilisés de façon à pouvoir quantifier l'amélioration de la résolution. Ce site de test présente aussi des cibles distribuées telles que des forêts de conifères ainsi que des forêts mixtes et des champs agricoles. Le relief relativement plat de cette zone provient des influences du glacier Ammersee durant la dernière période glaciaire.

Les données interférométriques utilisées sont des données SAR en bande L (0,23 cm de longueur d'onde), polarimétriques. La base interférométrique utilisée est d'environ 240 m en moyenne.

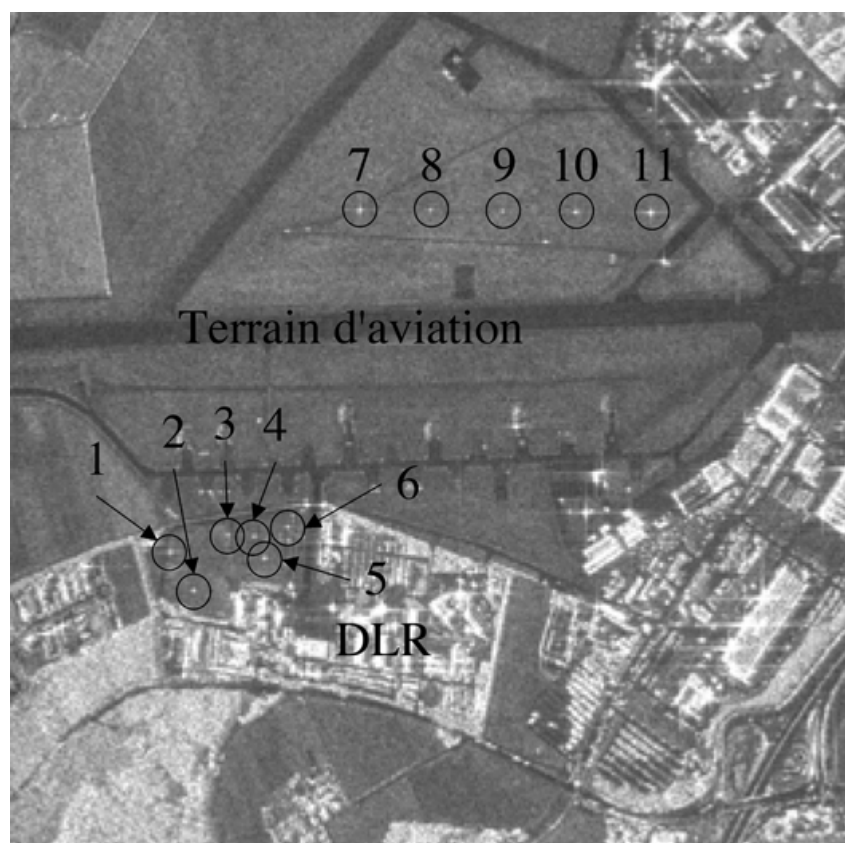
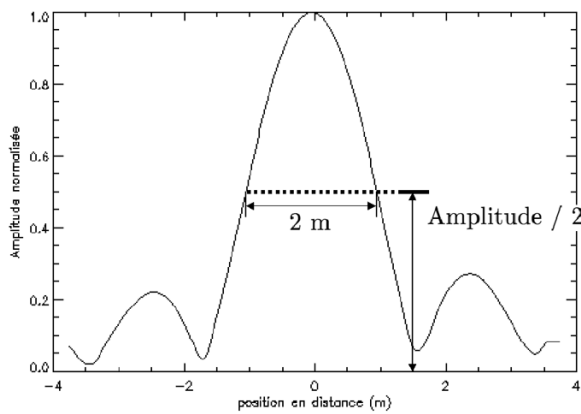


FIG. 4.10 – Site de test d'Oberpfaffenhofen, Allemagne. Image SAR.

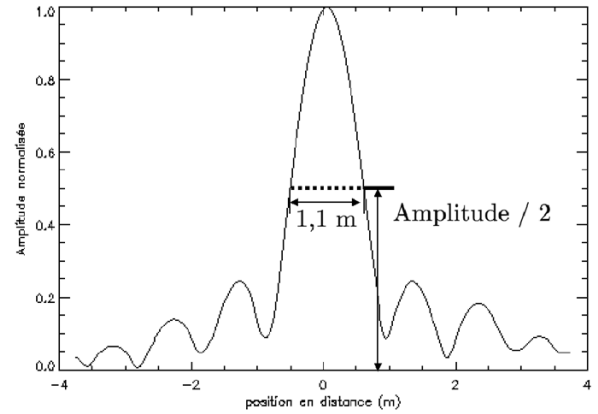
### 4.5.2 Résultats avec deux images SAR

Les onze réflecteurs de calibration disposés dans la zone d'étude permettent l'évaluation et la quantification de l'amélioration de la résolution en utilisant l'algorithme de superrésolution présenté par la figure 4.9. En effet, ces réflecteurs sont disposés à différentes positions radiales. Ainsi le réflecteur n°1 est situé en position radiale proche, tandis que le réflecteur n°11 est en position radiale lointaine. Cette disposition permet de vérifier la dépendance radiale de l'amélioration de la résolution.

La visualisation de la réponse des réflecteurs est montrée par la figure 4.11 pour le réflecteur n°1 et la figure 4.12 pour le n°11. La résolution est définie à  $-6$  dB (4.3). Les réponses des images originales, figure 4.11(a) et figure 4.12(a), ont une résolution quasi identique, environ 2 m. Par contre, la visualisation de la réponse après l'application du principe de la superrésolution montre une amélioration de la résolution. Pour le calibrateur n°1, la résolution passe de 2 m à 1,1 m (figure 4.11(b)) tandis que la résolution du réflecteur n°11 passe de 2 m à 1,42 m (figure 4.12(b)), ce qui est en accord avec le principe de dépendance radiale.



(a) Réponse originale.



(b) Réponse après application du principe de superrésolution

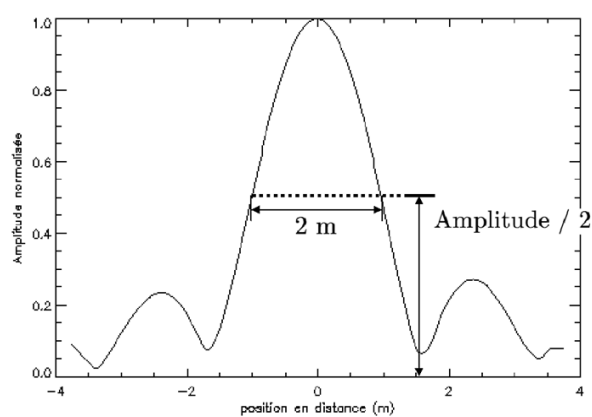
FIG. 4.11 – Réponse normalisée du réflecteur n°1

Un récapitulatif des différentes résolutions obtenues en fonction des différents réflecteurs et suivant deux canaux de polarisation (HH et VV) est proposé par les tableaux suivants (tableaux 4.1 et 4.2). Seul les canaux de polarisation HH et VV sont disponibles car un réflecteur de calibration triédral présente une réponse négligeable en polarisation croisée.

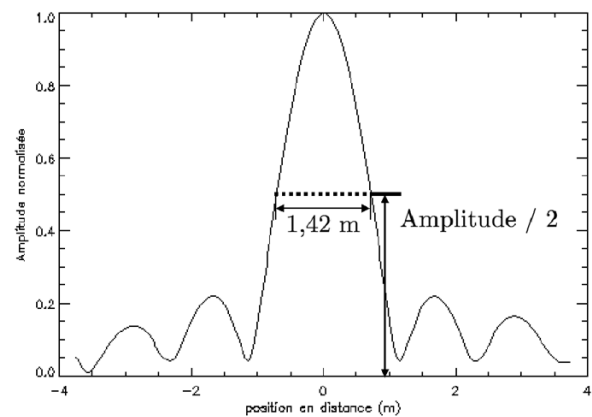
Réflecteurs	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
<i>Image 1</i>	1,995	2,055	2,04	1,905	2,04	2,04	2,025	1,965	1,995	2,04	1,98
<i>Image 2</i>	1,92	1,845	1,92	1,95	1,89	1,92	1,95	1,965	1,935	1,92	1,95
<i>Super image</i>	1,095	1,14	1,17	1,2	1,14	1,215	1,245	1,29	1,32	1,365	1,425

TAB. 4.1 – Amélioration de la résolution radiale à  $-6$  dB (en m) - Polarisation HH.

Les courbes de la figure 4.13 montrent un accroissement de la résolution en fonction de la position radiale, passant ainsi d'une résolution d'environ 1,1 m à 1,42 m, au lieu de 2 m initialement.



(a) Réponse originale.

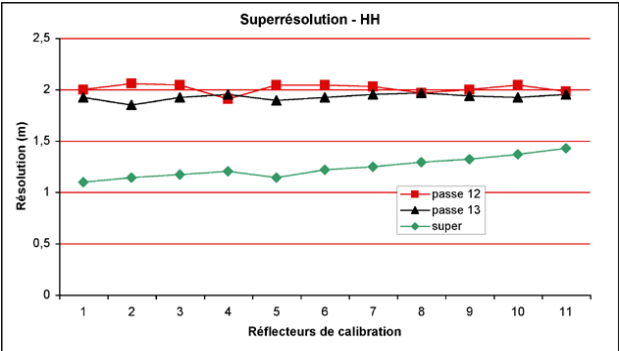


(b) Réponse après application du principe de superrésolution

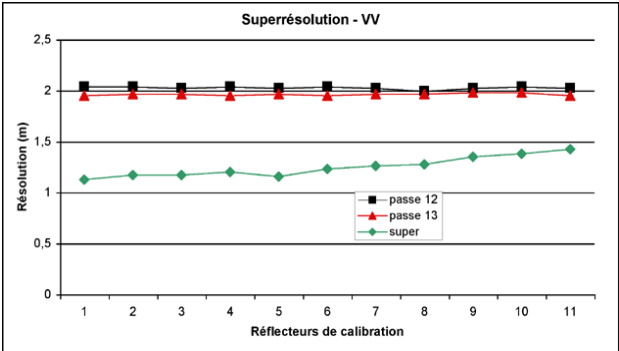
FIG. 4.12 – Réponse normalisée du réflecteur n°11

Réflecteurs	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
<i>Image 1</i>	2,04	2,04	2,025	2,04	2,025	2,04	2,025	1,995	2,025	2,04	2,025
<i>Image 2</i>	1,95	1,965	1,965	1,95	1,965	1,95	1,965	1,965	1,98	1,98	1,95
<i>Super image</i>	1,125	1,17	1,17	1,2	1,155	1,23	1,26	1,275	1,35	1,38	1,425

TAB. 4.2 – Amélioration de la résolution radiale à -6 dB (en m) - Polarisation VV.



(a) HH.



(b) VV.

FIG. 4.13 – Visualisation de la dépendance radiale de l'amélioration de la résolution.



La figure 4.14 montre la base normale et la base normale critique. Lorsque la base normale est égale à la base normale critique, la résolution est divisée par un facteur 2. Avant ce point, le principe de superrésolution ne s'applique pas car il n'y a pas de recouvrement des spectres. Cette zone correspond à la zone hachurée dans la figure 4.14. Après la limite, la base normale diminue ainsi que le décalage spectral, entraînant ainsi une réduction du facteur d'amélioration de la résolution. Ce qui est en accord avec les résultats montrés par les courbes de la figure 4.13. Il est possible de quantifier théoriquement le facteur d'amélioration. Il suffit de calculer la nouvelle résolution obtenue en fonction du décalage spectral donné par la base normale. Comme l'approche théorique dépend de certains paramètres du système, ils ne sont donnés ici qu'à titre informatif de façon à montrer l'accord entre la théorie et les résultats obtenus en utilisant des données réelles. Le calcul du pouvoir de résolution  $\delta\%$  est donné par la relation suivante :

$$\delta\% = \left(1 - \frac{\delta_{nouv}}{\delta_{orig}}\right) \times 100 \quad (4.14)$$

où  $\delta_{orig}$  et  $\delta_{nouv}$  représentent respectivement la résolution originale de l'image SAR et la nouvelle résolution après application du principe de la superrésolution.

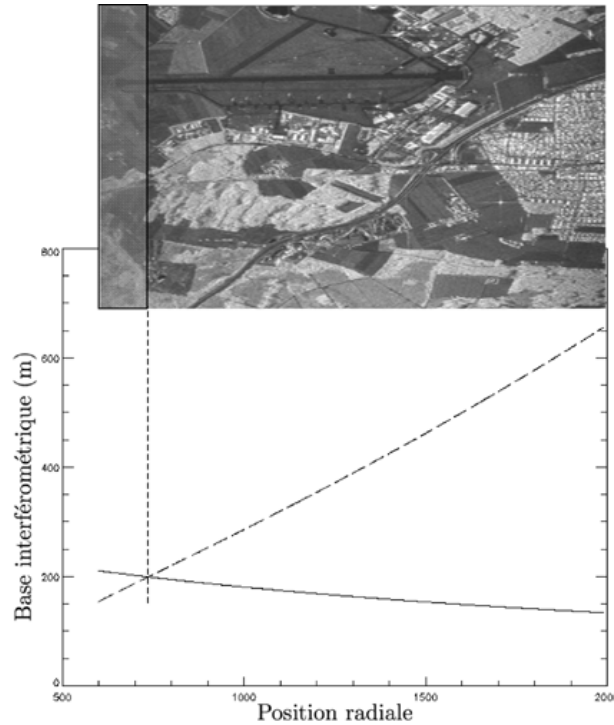
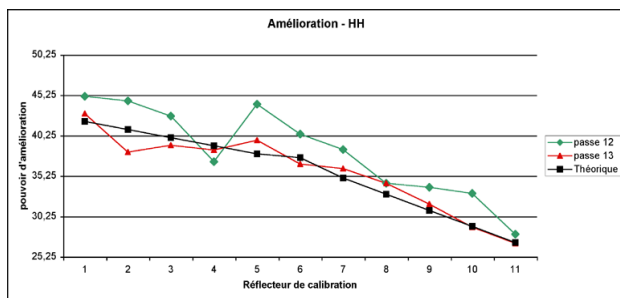


FIG. 4.14 – Base normale (trait plein) en fonction de la base normale critique (tiret).

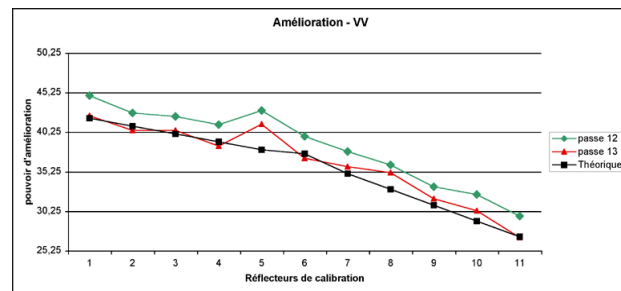
Les courbes du pouvoir de résolution des résultats pratiques suivent bien celle de l'estimation théorique.

### 4.5.3 Superrésolution et polarimétrie

L'utilisation de deux images interférométriques afin d'en former une nouvelle ayant une meilleure résolution a été étendue au cas de données SAR polarimétriques. Ainsi une nouvelle image est formée dans chaque canal de polarisation initial ( $HH$ ,  $HV$ ,  $VH$ ,  $VV$ ).



(a) HH.

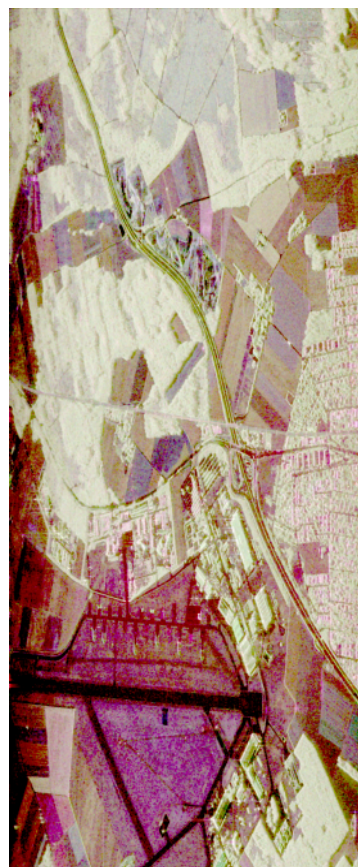


(b) VV.

FIG. 4.15 – Comparaison entre l'amélioration de la résolution théorique et réelle.



(a) Données originales.



(b) Données superrésolues.

FIG. 4.16 – Représentation des images SAR codées en couleur dans la base de polarisation de PAULI.

La première constatation est faite de façon visuelle à partir des images codées en couleur dans la base de PAULI (figure 4.16). Dans les images de la figure 4.16, les indications données par la représentation dans la base de PAULI n'ont pas changé lors de la création d'une image de superresolution. Seule la partie gauche de l'image de données de superresolution est différente, mais ceci est dû au fait que cette partie de l'image est située hors de la base normale critique. Afin d'apprécier une certaine amélioration due à l'application du principe de la superrésolution, une analyse des indicateurs polarimétriques est nécessaire.

#### 4.5.3.1 Décomposition $H / A / \alpha$

Les principaux indicateurs polarimétriques sont l'entropie,  $H$ , indiquant le caractère aléatoire de la scène étudiée, l'anisotropie,  $A$ , qui précise l'importance relative des mécanismes secondaires, et l'angle  $\alpha$  qui est directement relié à la nature du mécanisme.

##### *Entropie*

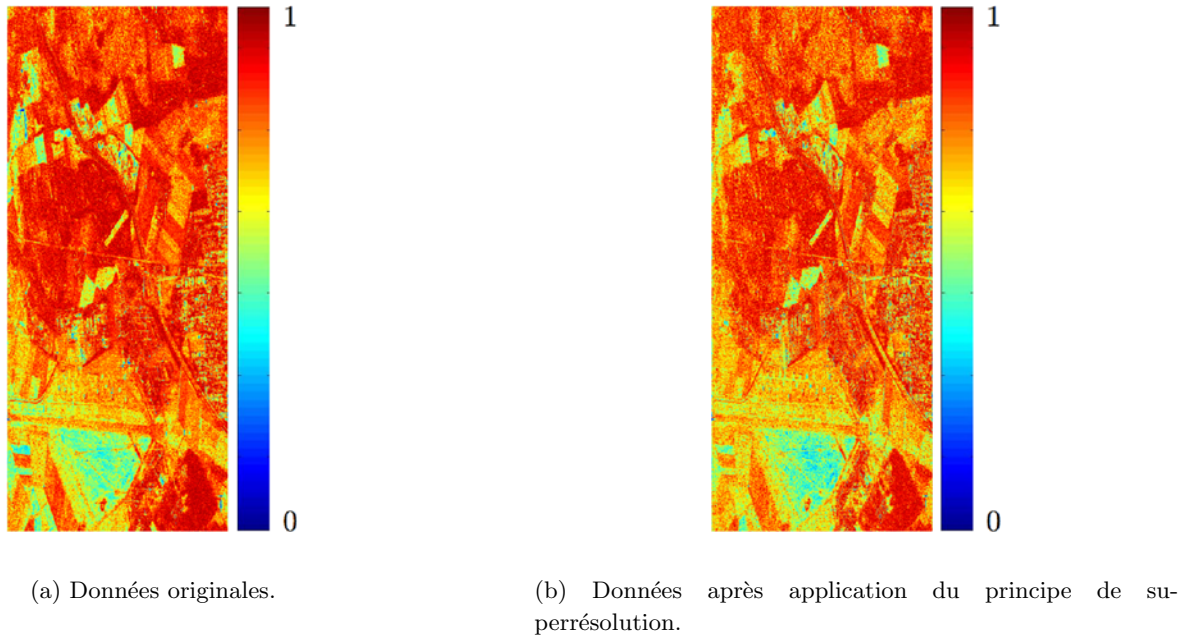


FIG. 4.17 – Entropie.

La figure 4.17 montre le résultat de l'entropie pour des données ayant une résolution originale (figure 4.17(a)) et pour des données pour lesquelles la méthode de superrésolution a été appliquée (figure 4.17(b)). Les images d'entropie sont équivalentes, ce qui confirme la conservation de l'intégrité de l'information polarimétrique.

La visualisation d'un changement des valeurs de l'entropie peut s'effectuer en analysant l'histogramme des deux images (figure 4.18). L'application du principe de la superrésolution diminue le caractère aléatoire des données par rapport aux images à la résolution initiale. Il en résulte qu'au niveau des zones distribuées la nature des mécanismes est mieux définie.

##### *Anisotropie*

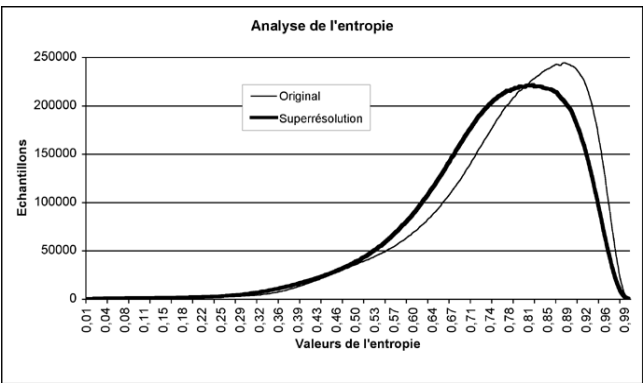


FIG. 4.18 – Histogramme de l'entropie.

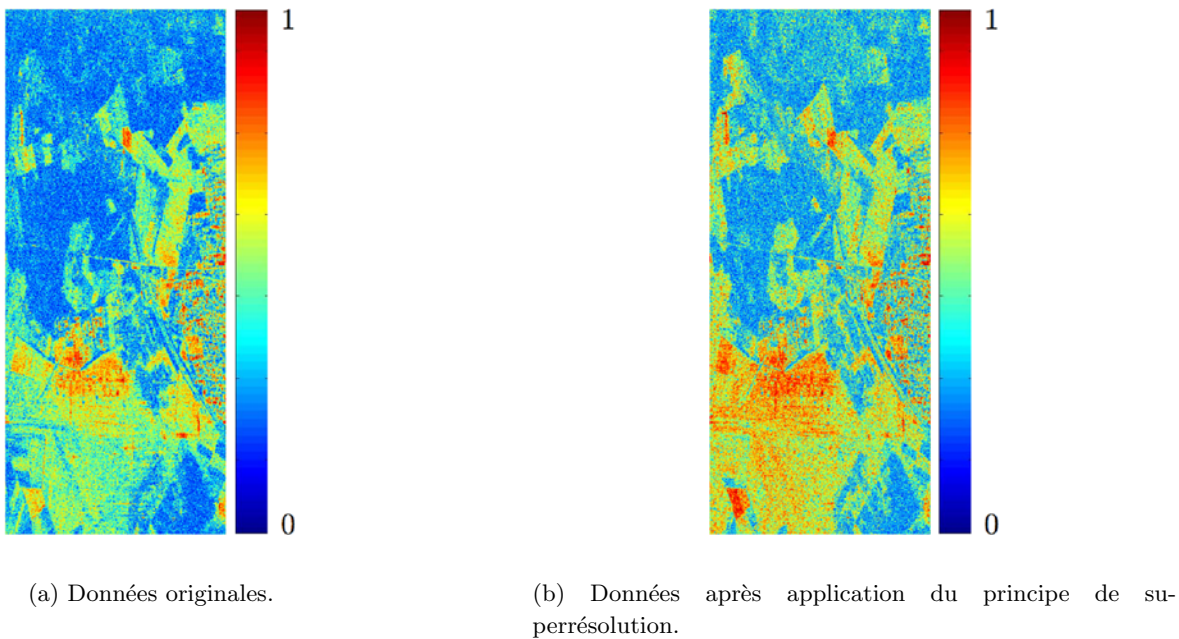


FIG. 4.19 – Anisotropie.

La figure 4.19 montre le résultat de l'anisotropie. Comme précédemment, la conservation de l'anisotropie est confirmée. Par contre, un changement est visible sur la partie basse de l'image, indiquant que les résultats de la classification de Wishart [Ferro-Famil 03] sont susceptibles d'être améliorés car ils sont basés sur une analyse de l'entropie et de l'anisotropie. Cette variation est visible sur les histogrammes de la figure 4.20

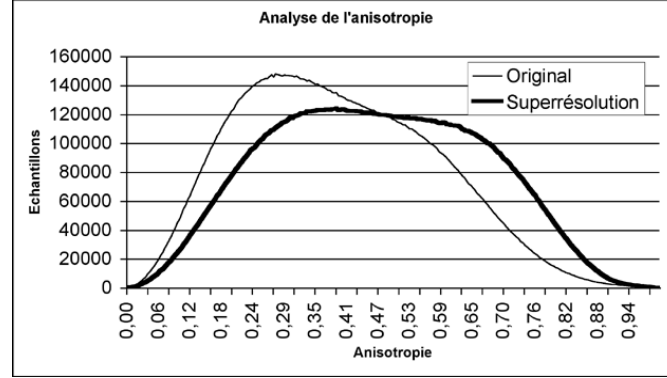
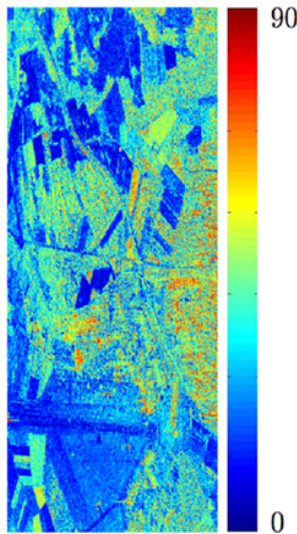
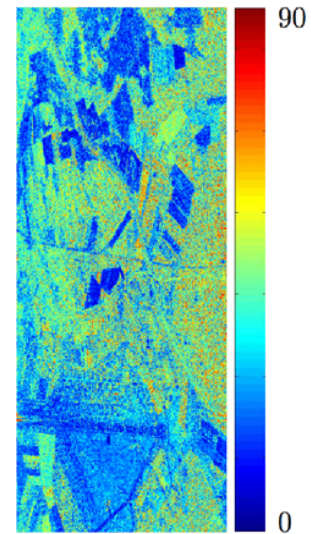


FIG. 4.20 – Histogramme de l'anisotropie.

### Paramètre $\alpha$



(a) Données originales.



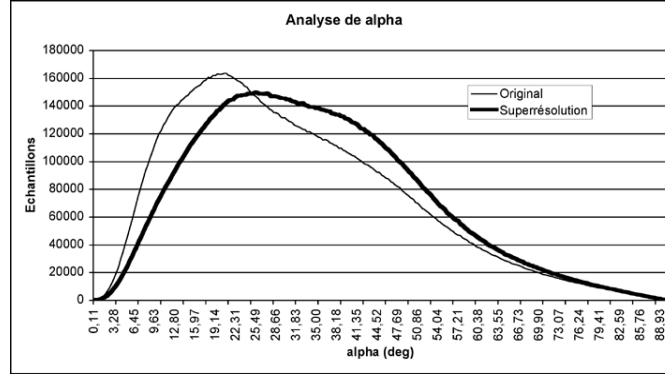
(b) Données après application du principe de superrésolution.

FIG. 4.21 – Paramètre  $\alpha$ .

Les mêmes remarques que celle énoncées précédemment peuvent s'appliquer pour l'analyse du paramètre  $\alpha$ .

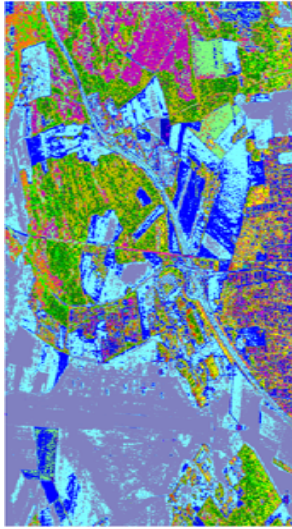
En conclusion, la décomposition  $H/A/\alpha$  montre que le comportement des indicateurs polarimétriques est quasiment identique pour les données originales que pour les données après application de la superrésolution avec cependant une certaine amélioration.



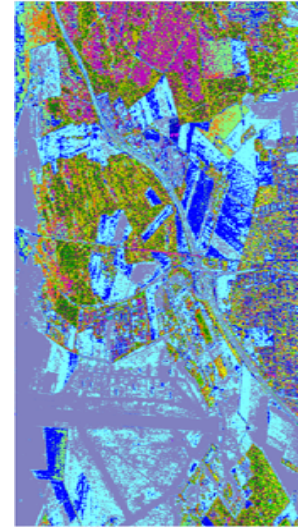
FIG. 4.22 – Histogramme du paramètre  $\alpha$ .

#### 4.5.3.2 Segmentation non supervisée Wishart $H-A-\alpha$

La figure 4.23 montre le résultat de la segmentation de WISHART  $H-A-\alpha$  [Pottier 00], [Ferro-Famil 00], [Ferro-Famil 03], appliquée sur des données de résolution originale et après application de la méthode de superrésolution. Les résultats de cette segmentation sont pratiquement identiques. Il est à noter une amélioration importante, due en partie à la variation des résultats concernant l'anisotropie et l'entropie, présentés dans le paragraphe précédent, de la piste d'atterrissage de l'aérodrome comme le montre les zooms ainsi que l'image optique de la figure 4.24.



(a) Données originales.



(b) Données après application du principe de superrésolution.

FIG. 4.23 – Segmentation polarimétrique WISHART  $H/A/\alpha$ .

Les contours de la piste sont beaucoup plus nets et il est possible de distinguer les différentes structures de l'aérodrome.

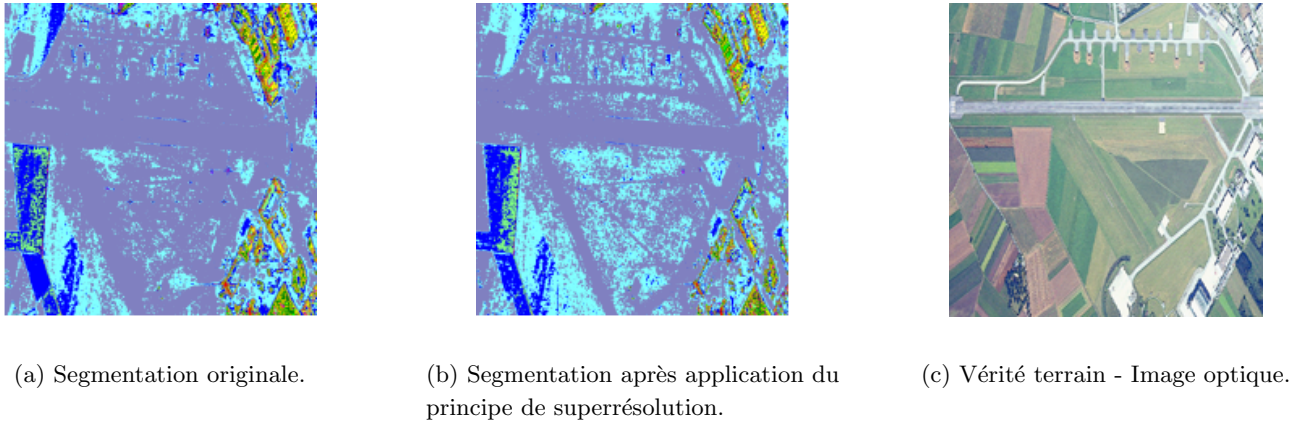


FIG. 4.24 – Segmentation polarimétrique WISHART  $H/A/\alpha$  - Zone de l'aérodrome.

#### 4.5.3.3 Caractérisation des données

L'estimation de la nature des mécanismes de diffusion est donnée par une interprétation des indicateurs polarimétriques (*cf. chapitre 2*). Il en résulte 3 grandes classes principales, la classe volume de diffusion, la classe double réflexion et la classe diffusion de surface [Ferro-Famil 03]. Les résultats de ces différentes classes sont montrés par la Figure 4.25.

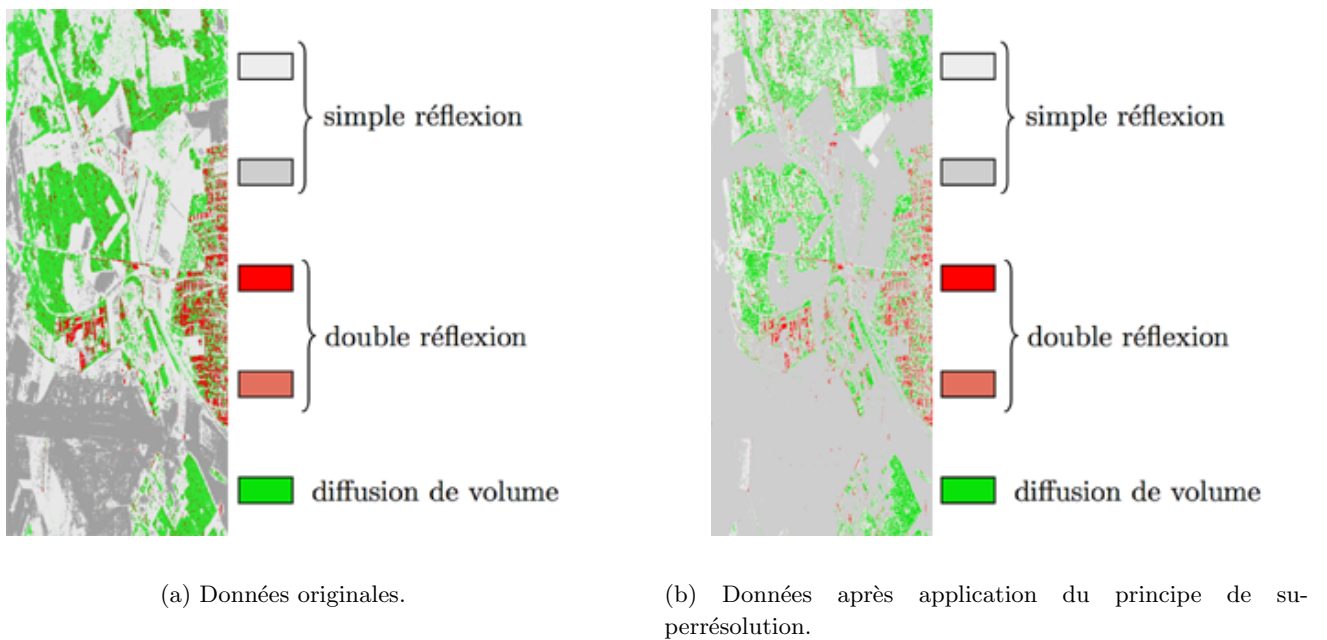


FIG. 4.25 – Segmentation polarimétrique WISHART  $H/A/\alpha$ .

La classe de la diffusion de volume, correspondant le plus souvent à la présence de forêt, devient plus clairsemée, et la classe des surfaces apparaît au niveau de l'ancienne zone de forêt. Si une comparaison est faite avec l'image optique du site (figure 4.26), au niveau de la forêt, le résultat de la segmentation en utilisant des données superrésolues est plus proche de la réalité qu'en utilisant les données originales.



FIG. 4.26 – Image optique de la forêt du site de test.

La classe des doubles réflexions permet en autres de distinguer les zones urbaines, ou du moins, les cibles artificielles. En appliquant le principe de la superrésolution et en analysant les résultats, une nette amélioration peut être observée. La figure 4.27 présente le test site de l'amélioration des résultats grâce à l'application de la superrésolution. Ce site de test présente 3 principales zones, la localisation du DLR, un parking avec des voitures et des bâtiments.

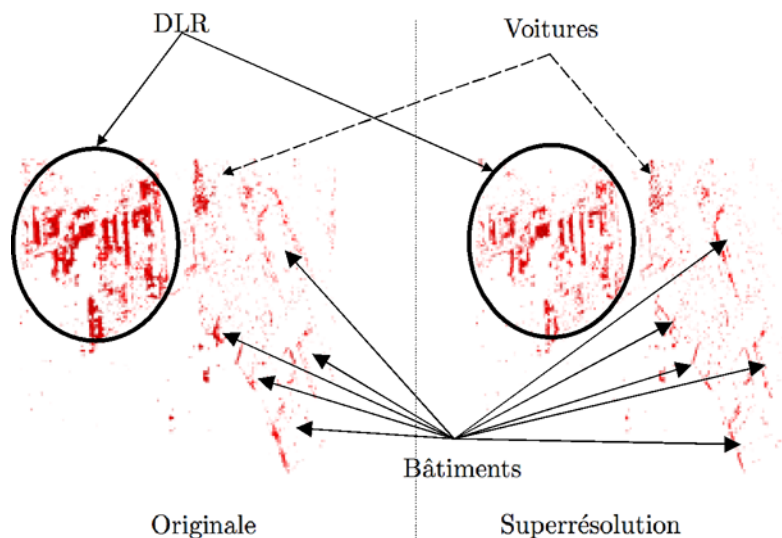


FIG. 4.27 – Classe de double réflexion - Localisation des principales cibles.

### *Le DLR*

La figure 4.28 montre les résultats au niveau du site du DLR. Les bâtiments sont mieux discriminés dans l'image de superrésolution (les bâtiments représentés dans le carré noir). De plus la forme de bâtiments localisés avec un angle à  $45^\circ$  par rapport à l'axe de visé du radar apparaissent (cercle noir).

### *Le parking et les voitures*



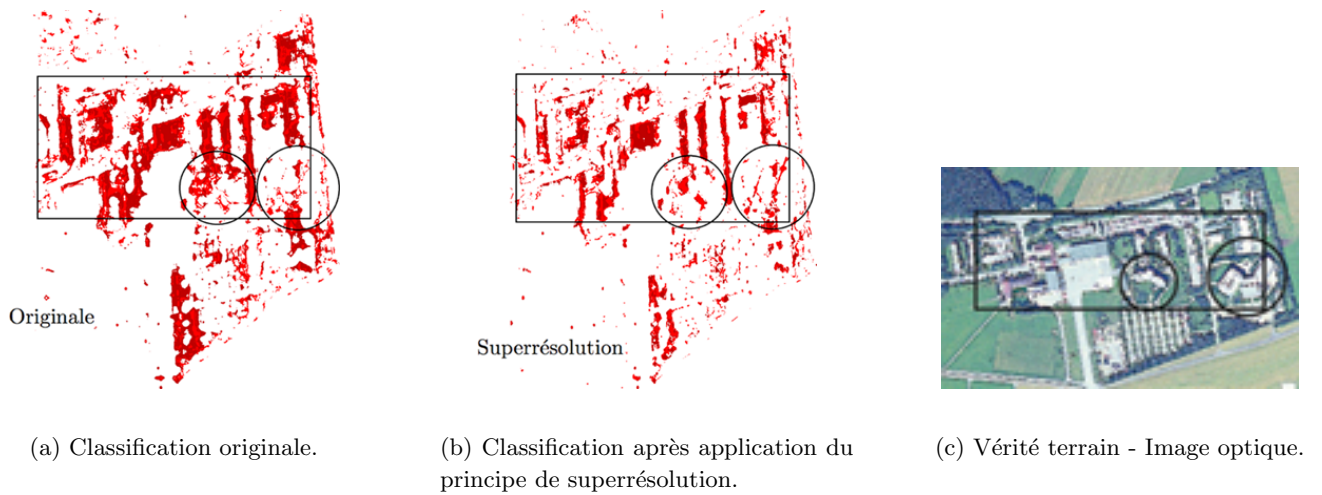


FIG. 4.28 – Classification de la double réflexion - Le site du DLR.

La figure 4.29 montre les résultats au niveau d'un parking et de la présence de voiture. Dans l'image de superrésolution, les lignes correspondant à la position des voitures sont beaucoup plus nettes que dans l'images originale. Ceci est dû au fait que la résolution a été augmentée dans la direction radiale permettant une meilleure caractérisation des cibles par l'intermédiaire d'outils polarimétrique.

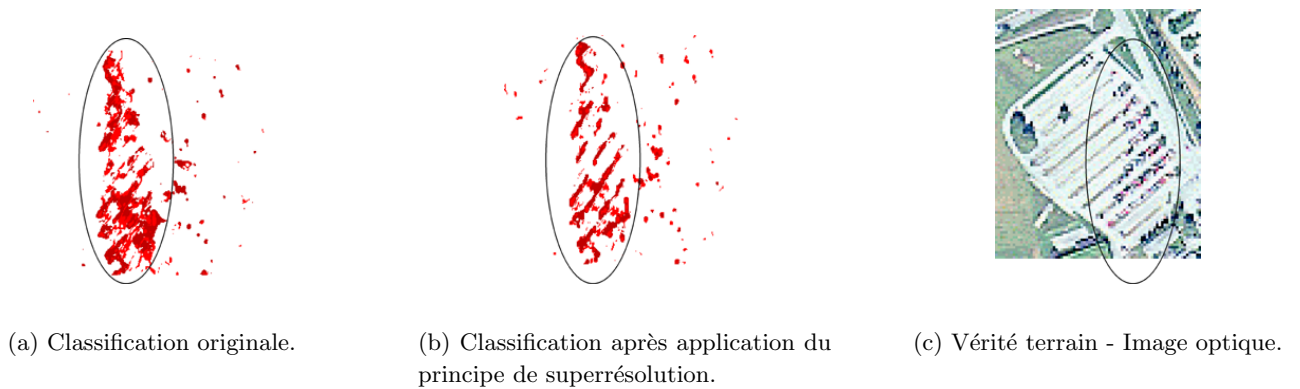


FIG. 4.29 – Classification de la double réflexion - Parking et voitures.

### ***Bâtiments***

Enfin, grâce au principe de la superrésolution, la forme de certains bâtiments est maintenant plus distinguable qu'avec des données ayant une résolution originale. La figure 4.30 montre ce résultat. Dans l'image originale la forme n'est pas facilement discernable. Par contre avec l'image superrésolue, la forme devient plus claire et il devient possible de distinguer les contours des bâtiments. (*cf. chapitre 5*)

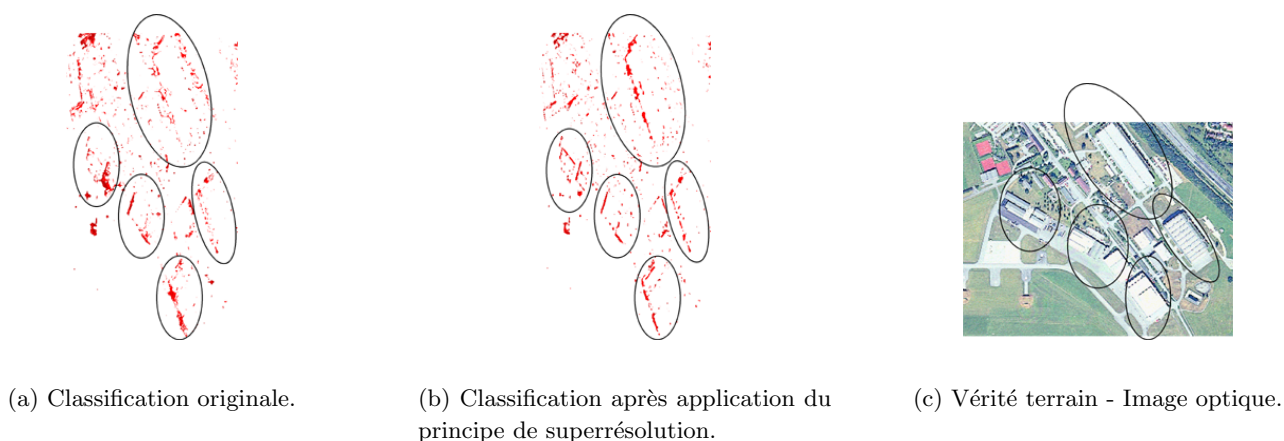


FIG. 4.30 – Classification de la double réflexion - Formes des bâtiments.

## 4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, le principe de superrésolution est présenté. Il s'agit d'augmenter la résolution des images SAR en utilisant des données SAR interférométriques. En effet, en utilisant une base suffisamment grande, il est possible d'augmenter la largeur de bande des images par un facteur 2. Une solution permettant d'utiliser le principe de superrésolution sur des données aéroportées est proposée. En effet avec ce type de données il n'est plus possible de faire des approximations linéaires.

Les résultats montrés sont ceux prédits par la théorie, à savoir, que l'amélioration de la résolution sur des données aéroportées varie avec la position radiale.

Enfin le principe de superrésolution a été appliqué sur des données polarimétriques et les résultats montrent que l'information polarimétrique n'est pas corrompue par l'utilisation du principe de superrésolution, et il a été possible de voir des améliorations en utilisant des outils polarimétriques. Les plus remarquables sont dans la détection des contours de bâtiments plus précise qu'en utilisant des données avec une résolution originale.



## Chapitre 5

# Caractérisation de bâtiments

### 5.1 Introduction

Environ 70% de la population des pays développés vit dans des zones urbaines. De plus, la migration vers les villes, dans les pays en voie de développement, est en perpétuel accroissement. Ceci entraîne des changements drastiques au sein même des villes et de leur environnement proche tel que les forêts, les prairies, etc... Il est donc nécessaire de pouvoir observer ces changements de façon régulière afin de pouvoir préserver les ressources naturelles, par exemple, en limitant les extensions des villes.

Cet exemple est l'une des différentes applications de la télédétection des zones urbaines. L'utilisation de l'imagerie SAR pour la télédétection en zones urbaines est en plein essor. En effet, l'une des principales caractéristiques de l'utilisation d'un radar est que celui-ci est insensible à la condition d'illumination. Ceci peut s'avérer utile dans des zones où les conditions météorologiques ne facilitent pas l'utilisation de données optiques comme les régions tropicales, dans des zones polluées ou dans des zones de fortes végétations.

Une des principales applications est la détection et la caractérisation des zones urbaines au sein d'un environnement naturel. Il existe plusieurs approches pour la segmentation des données. Certaines d'entre elles sont basées sur l'utilisation de procédures statistiques telles que la logique floue [Dell'Acqua 01], l'utilisation de technique de traitement d'image telle que la vision artificielle, [Gamba 00], enfin l'utilisation de données SAR polarimétriques [Ferro-Famil 03]. Ces segmentations permettent d'extraire trois principales classes qui sont : forêt ou végétation haute, surface regroupant les champs agricoles, les routes, ou végétation basse, enfin les cibles artificielles cohérentes représentant les zones urbaines.

Après l'extraction des zones urbaines, il est nécessaire de les caractériser, c'est-à-dire de trouver la forme des bâtiments, ainsi que leur hauteur. Il existe différentes approches. Certaines utilisent un modèle de diffusion par des bâtiments [Bouland 03], d'autres se servent de l'ombre électromagnétique et de l'effet de déversement pour trouver les formes des bâtiments [Bolter 00], enfin des approches sont basées sur l'utilisation de modèle de forme de bâtiments [Quartulli 03].

L'utilisation de données SAR interférométriques semblent la plus appropriée pour la caractérisation des zones urbaines. En effet, il est possible d'extraire une information de hauteur (*cf. chapitre 1*) à partir de la phase interférométrique.

Toutes ces approches utilisent, globalement, des données SAR hautes résolutions et spécifiquement acquises

en bande X. Par contre, les applications utilisant les données SAR en bande L sont plutôt orientées vers l'étude et la caractérisation de zones végétales hautes (telles que les forêts) de par la pénétration de l'onde au sein de ces zones volumiques à cette fréquence.

Dans les zones urbaines, l'estimation de la phase interférométrique est une tâche complexe à cause des différents types de diffuseurs présents dans l'aire étudiée, comme les bâtiments, les maisons, les zones végétales, les arbres. Toutes ces cibles introduisent de multiples mécanismes de diffusion représentés sur la figure 5.1 : (a) double réflexion spéculaire, (b) réflexion spéculaire, (c) réflexion, (d) réflexions multiples, (e) diffusion sur surface rugueuse, (f) double réflexion anisotrope, (g) ombre électromagnétique.

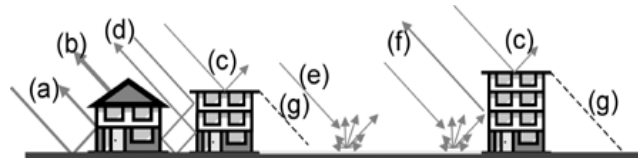
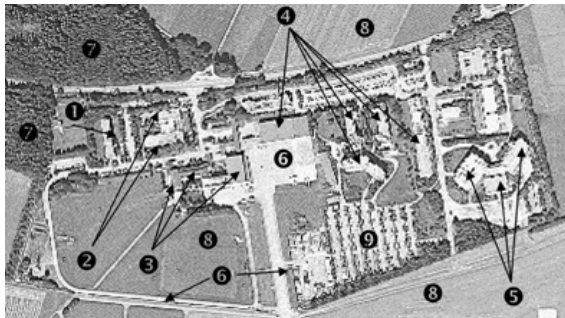


FIG. 5.1 – Différents mécanismes de diffusion pouvant intervenir dans les zones urbaines.

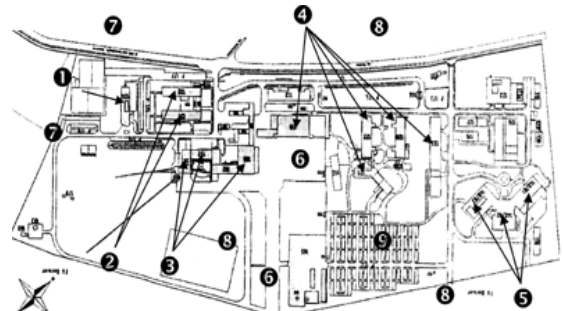
Le but de ce chapitre est de détecter et de caractériser des bâtiments au sein d'un environnement naturel, en utilisant des données en bande L. Les outils présentés dans les chapitres précédents, tels que l'interférométrie, la polarimétrie, les méthodes à haute résolution ainsi que la superrésolution sont utilisés.

## 5.2 Présentation du site d'étude

### 5.2.1 Le site d'étude du DLR



(a) Image optique.



(b) Représentation schématique du site de Test. (1 à 5 : bâtiments, 6 : routes, 7 : forêts, 8 : champs, and 9 : parking).

FIG. 5.2 – Le site de test d'Oberpfaffenhofen, Allemagne.

Le site d'étude est celui du site de test d'Oberpfaffenhofen et plus précisément, le site du DLR. Ce site présente des caractéristiques intéressantes pour appliquer l'approche des méthodes à haute résolution dans la télédétection SAR. Ce site possède différents types de diffuseurs (figure 5.2), comme des bâtiments (1 à 5), de la végétation haute (7), des routes (6), des champs agricoles (8) ainsi que des parkings (9). De plus les bâtiments ne sont pas isolés, mais inclus dans la végétation ainsi que dans un environnement complexe. La figure 5.3 représente l'image SAR du site de test choisi codée en couleur dans la base de PAULI.

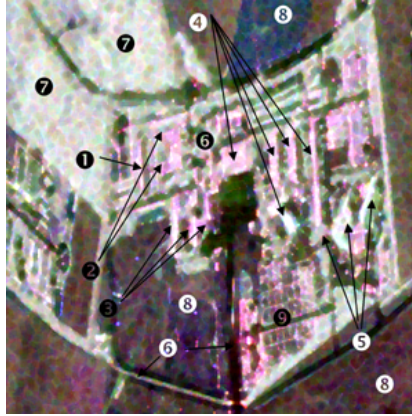


FIG. 5.3 – Image SAR codée dans la base de polarisation de PAULI.

### 5.2.2 Informations relatives à l'interférométrie

Pour l'analyse interférométrique, la base interférométrique utilisée est d'environ 6,5 m. L'utilisation d'une base faible entraîne une hauteur d'ambiguïté relativement élevée, et présente l'avantage d'éviter les problèmes de déroulement de phase. La hauteur d'ambiguïté est donnée, dans le cadre de données SAR aéroportées par la relation suivante (*cf. chapitre 1*) :

$$z_{2\pi}(r) = \frac{\lambda}{2} \frac{R_1(r) \sin \theta(r)}{B_{\perp}(r)} \quad (5.1)$$

et sa représentation graphique est montrée par la figure 5.4.

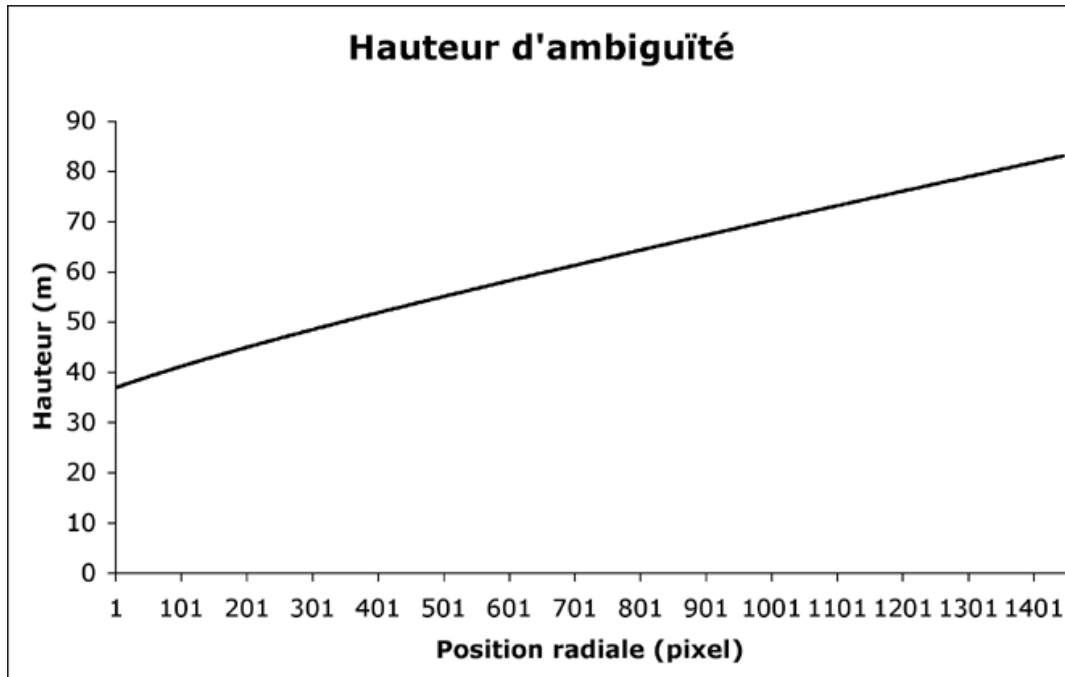
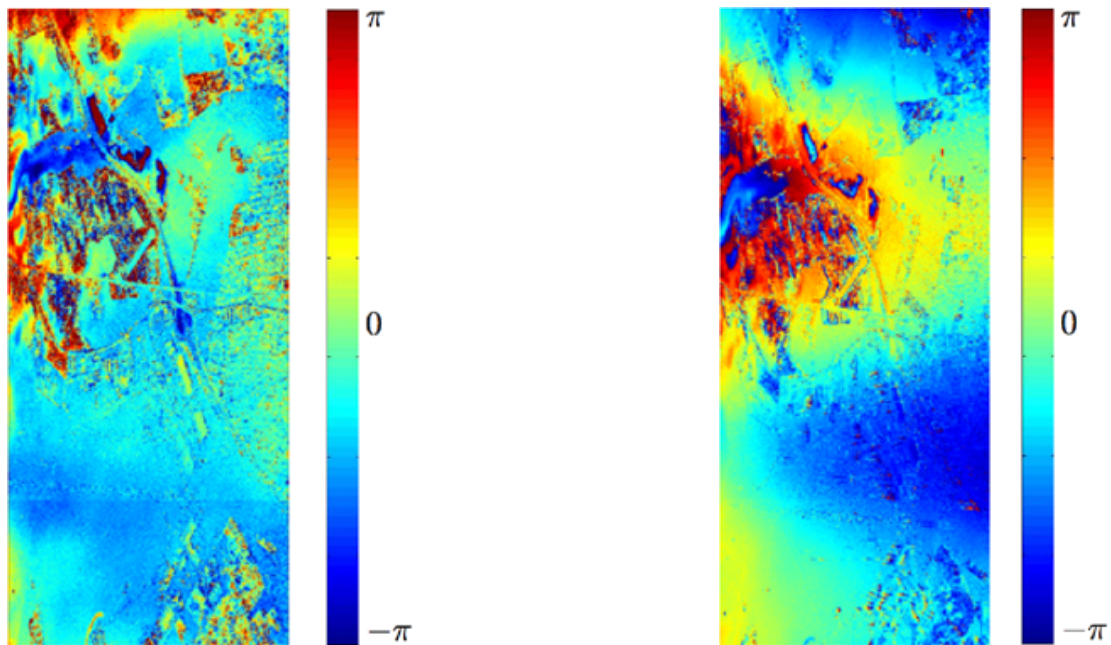


FIG. 5.4 – Hauteur d'ambiguïté des données SAR.

La hauteur d'ambiguïté varie en fonction de la position radiale. Ainsi elle sera plus faible en position radiale proche qu'en position radiale lointaine.

Un interférogramme des données originales, en polarisation VV, est présenté par la figure 5.5(a). Malgré l'application de procédures de recalage des images ainsi que de correction des mouvements du porteur, des variations résiduelles de la phase dans la direction azimutale sont encore visibles. Néanmoins malgré ces erreurs, il est possible d'appliquer le principe des méthodes à haute résolution et les résultats obtenus sont cohérents avec les prédictions théoriques.

Par contre, les données utilisées pour le principe de la superrésolution n'ont pas été corrigées au niveau de la correction de mouvement du porteur, il n'est pas possible d'appliquer les méthodes à haute résolution afin d'estimer les phases interférométriques. La figure 5.5(b) montre un interférogramme de deux passes interférométriques avec une base de 6,5 m, provenant des données utilisées pour appliquer le principe de la superrésolution.



(a) Données utilisées pour les méthodes à haute résolution.

(b) Données utilisées pour la superrésolution.

FIG. 5.5 – Interférogramme VV du site de test. Base interférométrique de 6,5 m

## 5.3 Le speckle – Filtrage vectoriel linéaire de Lee

### 5.3.1 Format de l'information polarimétrique

Toute procédure de filtrage vectoriel de suppression de speckle doit fournir en sortie une information polarimétrique qui soit représentative de la cible. Pour cela, il est nécessaire de prendre en compte les coefficients de corrélation en polarisation croisée afin de préserver l'information de phase relative entre les différents

canaux de polarisation. Pour cela, la procédure de filtrage vectoriel du speckle utilise comme support la matrice de covariance  $[R_{ZZ}]$  définie de la façon suivante :

$$[R_{ZZ}] = \begin{bmatrix} Z_{HHHH} & Z_{HHHV} & Z_{HHVV} \\ Z_{HHHV}^* & Z_{HVVH} & Z_{HVVV} \\ Z_{HHVV}^* & Z_{HVVV}^* & Z_{VVVV} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Il est important de noter que si les intensités qui composent les éléments diagonaux de la matrice de covariance sont caractérisées par le modèle multiplicatif du speckle, les coefficients de corrélation hors diagonale ne peuvent être décrits par un modèle ni multiplicatif ni additif.

Afin de restituer l'information polarimétrique, le filtre doit délivrer en sortie une matrice de covariance complète filtrée,  $[\tilde{R}_{ZZ}]$ .

### 5.3.2 Détermination du filtre

En 1997, Lee a présenté une procédure de filtrage vectoriel du speckle. Certaines approches utilisent l'approximation linéaire avec une matrice d'adaptation,  $[K]$ , comme suit :

$$[\tilde{R}_{ZZ}] = E([R_{ZZ}]) + [K]([R_{ZZ}] - E([R_{ZZ}])) \quad (5.3)$$

Cette approche introduit un couplage entre les différents canaux de polarisation filtrés et limite ainsi la conservation de l'information polarimétrique. En effet, tous les canaux polarimétriques, du fait de ce couplage, deviennent corrélés et la matrice de covariance résultante ne possède plus les mêmes propriétés statistiques.

Pour éviter ce couplage, J. S. Lee [Lee 99] propose que chaque élément de la matrice de covariance soit filtré de façon indépendante, mais que le coefficient d'adaptation,  $k$ , soit un scalaire commun pour chaque canal de polarisation :

$$[\tilde{R}_{ZZ}] = E([R_{ZZ}]) + k([R_{ZZ}] - E([R_{ZZ}])) \quad (5.4)$$

Le coefficient d'adaptation  $k$  est alors obtenu à partir des statistiques locales effectuées sur la fenêtre d'analyse appliquée sur l'image span, avec :

$$k = \frac{\text{var}(\text{span}) - E^2(\text{span})\sigma_v^2}{\text{var}(\text{span})(1 + \sigma_v^2)} = \frac{CV^2(\text{span}) - \sigma_v^2}{CV^2(\text{span})(1 + \sigma_v^2)} \quad (5.5)$$

où  $\sigma_v^2 = 1/L$  est la variance du speckle qui est fixé directement à partir du nombre de vues  $L$ , et  $CV$  représente le coefficient de variation donné par la relation :

$$CV(x) = \frac{\sqrt{\text{var}(x)}}{E(x)} \quad (5.6)$$



## 5.4 Détection et caractérisation de bâtiments

La détection ainsi que la caractérisation de structures en 3 dimensions telles que des bâtiments, à partir de données SAR en bande L est une tâche complexe. Des problèmes apparaissent à cause de la nature variée et de la concentration des cibles telles que les immeubles, les zones vertes et les infrastructures comme les routes, les ponts, etc. De plus la présence de speckle dans les données SAR entraîne une complexité supplémentaire quant à l'estimation de la phase interférométrique ainsi que de la nature physique des cibles.

Pour la détection des bâtiments, une première approche consiste à utiliser une segmentation polarimétrique et interférométrique afin de discriminer les différentes cibles au sein de la scène étudiée.

### 5.4.1 Segmentation polarimétrique interférométrique

#### 5.4.1.1 Segmentation non-supervisée Wishart $H-A-\alpha$

Dans une configuration monostatique, la matrice de cohérence  $[T]$  est définie à partir des éléments de la matrice de rétrodiffusion (*cf. chapitre 2*) de la façon suivante :

$$[T] = \langle \vec{k} \vec{k}^\dagger \rangle \text{ avec } \vec{k} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_{HH} + S_{VV} \\ S_{HH} - S_{VV} \\ 2S_{HV} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

où  $\vec{k}$  représente le vecteur cible. Pour des zones hétérogènes, la matrice de cohérence  $[T]$  à  $n$ -vue suit une fonction de densité de probabilité complexe de WISHART,  $W_C(n, [\Sigma])$ , à partir de laquelle il est possible de définir une classification au maximum de vraisemblance [Pottier 00], [Ferro-Famil 03], qui assigne à chaque pixel de l'image SAR la classe  $X_m$  minimisant la distance suivante :

$$d([T], X_m) = \ln([\Sigma_m]) + \text{tr}([\Sigma_m]^{-1}[T]) \quad (5.8)$$

où  $[\Sigma_m]$  représente la matrice de covariance moyenne de la classe  $X_m$ . Un algorithme de segmentation non supervisée des  $k$ -moyens affecte de façon itérative les pixels d'une image SAR polarimétrique à une des classes en utilisant la règle de décision au maximum de vraisemblance, c'est-à-dire en utilisant la définition de la distance définie en (5.8). L'initialisation des centres de classe se fait grâce aux indicateurs polarimétriques  $H$  (entropie),  $A$  (anisotropie) et  $\alpha$  obtenus à partir d'une décomposition en valeurs principales de la matrice de cohérence  $[T]$ .

#### 5.4.1.2 Caractérisation des données

L'estimation de la nature des mécanismes de diffusion est donnée par une interprétation des indicateurs polarimétriques (*cf. chapitre 2*).  $H$  indique l'aspect aléatoire des phénomènes de diffusion,  $A$  indique l'importance relative des mécanismes de diffusion secondaires et  $\alpha$  représente la nature du mécanisme de diffusion.

Il varie entre  $0^\circ$ , correspondant à une diffusion de surface isotrope, et  $90^\circ$ , indiquant un mécanisme de diffusion correspondant à la diffusion d'une hélice ou d'un dièdre isotrope.

Cette procédure permet de segmenter les données en trois classes principales : double réflexion (indiquant la présence de bâtiments), simple réflexion (réflexion de surface) et diffusion volumique (par exemple, zone forestière), [Ferro-Famil 02, 03].

La figure 5.6 montre le résultat de la classification après l'application de la segmentation non supervisée de WISHART  $H-A-\alpha$  ainsi que la caractérisation décrite dans le *chapitre 2*. Les zones grises indiquent des surfaces, en vert sont représentées les zones de diffusion volumique correspondant aux forêts, enfin les zones en rouge indiquent la présence d'une double réflexion traduisant la présence éventuelle de bâtiments. Par contre, l'orientation de certains bâtiments par rapport à l'axe de visée du radar entraîne l'apparition d'un mécanisme de diffusion de volume au lieu d'une double réflexion, ce qui explique la couleur verte pour le groupe 5. Afin d'améliorer ces résultats, il est nécessaire d'ajouter de l'information cohérente afin de discriminer ce type de bâtiment par rapport au reste.

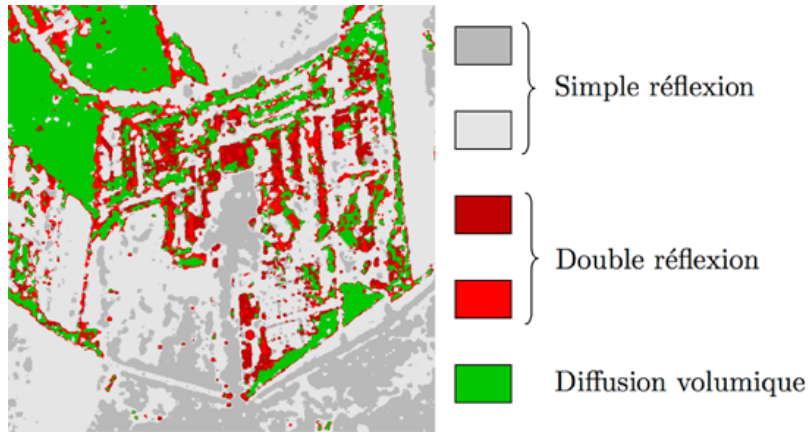


FIG. 5.6 – Données polarimétriques classifiées en utilisant la classification non supervisée WISHART  $H-A-\alpha$ .

### 5.4.2 Optimisation de la cohérence interférométrique

L'information cohérente polarimétrique interférométrique peut être représentée par une matrice de cohérence  $(6 \times 6)$ ,  $[T_6]$  suivant :

$$[T_6] = \langle \vec{k} \vec{k}^\dagger \rangle = \begin{bmatrix} [T_{11}] & [\Omega_{12}] \\ [\Omega_{12}]^\dagger & [T_{22}] \end{bmatrix} \text{ avec } \vec{k} = \begin{bmatrix} \vec{k}_1 \\ \vec{k}_2 \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

où  $\vec{k}_1$  et  $\vec{k}_2$  représentent les vecteurs cibles de deux images séparées et  $[\Omega_{12}]$  est la matrice de corrélation interférométrique  $(3 \times 3)$ . Comme l'information polarimétrique contenue dans les deux images interférométriques séparées, la cohérence entre les différents canaux de polarisation donne une indication supplémentaire importante sur les propriétés des mécanismes de diffusion sous-jacents.

Dans [Cloude 98], une procédure d'optimisation de la cohérence interférométrique est proposée de façon à obtenir un spectre de cohérence optimal,  $\{\gamma_{opt_1}, \gamma_{opt_2}, \gamma_{opt_3}\}$ , caractéristique des propriétés de la scène

observée et indépendant de la base de mesure polarimétrique. La valeur de la cohérence est ainsi maximisée dans chaque canal en projetant le vecteur cible sur un vecteur de diffusion spécifique.

La différence entre les données POLSAR et POLINSAR est montrée dans [Ferro-Famil 02] qui propose des règles afin de segmenter la cohérence optimisée en introduisant deux nouveaux indicateurs,  $A_1$  et  $A_2$ , caractéristiques de la distribution de la cohérence dans les différents canaux optimisés :

$$A_1 = \frac{\gamma_{opt1} - \gamma_{opt2}}{\gamma_{opt1}} \text{ et } A_2 = \frac{\gamma_{opt2} - \gamma_{opt3}}{\gamma_{opt2} + \gamma_{opt3}} \quad (5.10)$$

Une valeur de  $A_1$  proche de un indique un simple mécanisme de diffusion cohérent dans la cellule de résolution, tandis que si  $A_1$  et  $A_2$  sont tous les deux proches de zéro, alors cela décrit une faible dépendance de la cohérence de diffusion avec l'information de polarisation. La figure 5.7 représente une image de la cohérence interférométrique optimisée avec un codage couleur suivant :

- vert pour la cohérence optimale la plus forte ;
- rouge pour la cohérence optimale médiane ;
- bleu pour la cohérence optimale la plus faible.

Les zones blanches indiquent que la cohérence est la plus forte et indique surtout les zones urbaines tandis que les zones les plus sombres caractérisent plutôt les zones forestières.

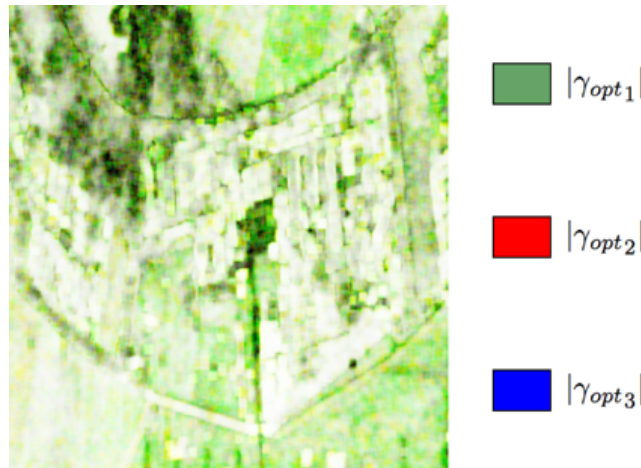


FIG. 5.7 – Image en codage couleur de la cohérence optimisée.

Cette classification polarimétrique interférométrique est très utile pour distinguer les zones cohérentes de celles ayant les caractéristiques d'une diffusion de volume trouvées en utilisant une segmentation POLSAR. Il est possible de distinguer les bâtiments de leur environnement car ils possèdent une cohérence interférométrique beaucoup plus importante que les zones végétales hautes (surtout en ce qui concerne la cohérence temporelle).

La figure 5.8 montre le résultat de la segmentation polarimétrique interférométrique. Il est à noter que certaines zones végétales sont maintenant vues comme des bâtiments, car elles possèdent une forte cohérence.

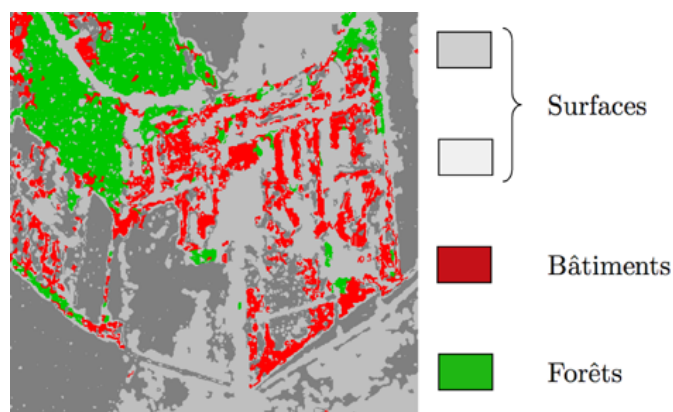


FIG. 5.8 – Classification utilisant les informations provenant de données polarimétriques interférométriques.

Une limitation de cette segmentation est la dépendance de la cohérence avec la base. En effet, due à la faible base utilisée, certaines zones végétales ne subissent pas trop les effets de la décorrélation temporelle et présentent une forte cohérence entraînant l'échec de la classification. Néanmoins cette étude est satisfaisante pour un point de départ en discriminant les surfaces des autres cibles. Il faut cependant noter que certains immeubles peuvent aussi être vus comme des surfaces. Mais au contraire de vraies surfaces étendues comme des champs ou à des routes, les bâtiments possèdent une double réflexion sur au moins deux de leurs côtés, comme le montre la figure 5.9. La zone de double réflexion représentée par les points noirs permet de définir deux côtés du bâtiment et ensuite il est possible d'extrapoler afin d'estimer le reste du bâtiment en supposant une forme rectangulaire.

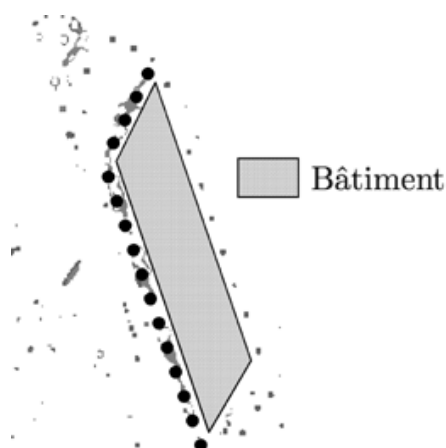


FIG. 5.9 – Détection d'un bâtiment en utilisant la double réflexion.

Comme l'illustre l'exemple précédent, l'utilisation d'une classification polarimétrique voire polarimétrique interférométrique est une étape nécessaire mais non suffisante pour la localisation des bâtiments. Elle permet, en outre, de définir un masque initial de localisation éventuelle de bâtiments comme le montre la figure 5.10.

Ce résultat prend en compte les zones végétales et de double réflexion. Ainsi la zone indiquée par le carré est supposée être un bâtiment, tandis que les bâtiments localisés dans les ellipses ont une partie vue comme des surfaces, mais les bords peuvent être détectés.

L'utilisation des méthodes à haute résolution avec les résultats obtenus dans le *chapitre 3* permet d'ôter

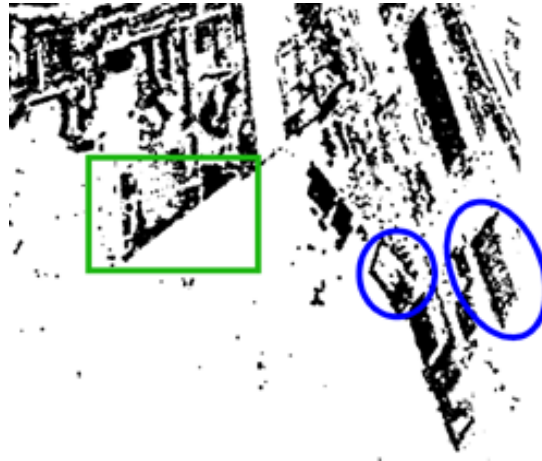


FIG. 5.10 – Masque initial de localisation des bâtiments.

ces ambiguïtés. En effet, il est possible de retrouver la phase interférométrique des différents mécanismes dominants dans une même cellule de résolution [Guillaso 03b, 03c].

### 5.4.3 Utilisation des méthodes à haute résolution

L'introduction des méthodes à haute résolution dans l'estimation de la phase interférométrique permet de définir 2 phases extrêmes, c'est-à-dire ayant une valeur maximale. Ainsi au sein de zones végétales telles qu'une forêt, il est possible d'obtenir la phase correspondant à la réflexion du sol, et la phase correspondant à la canopée des arbres (*cf. Chapitre 3*). Cette caractéristique est utilisée au sein de zones urbaines afin de déterminer la nature de la phase retrouvée. Ainsi, deux phases extrêmes ayant une grande amplitude indiquent la présence de végétation, mais peut aussi indiquer le phénomène de réflexion se produisant au bord d'un bâtiment (figure 5.11).

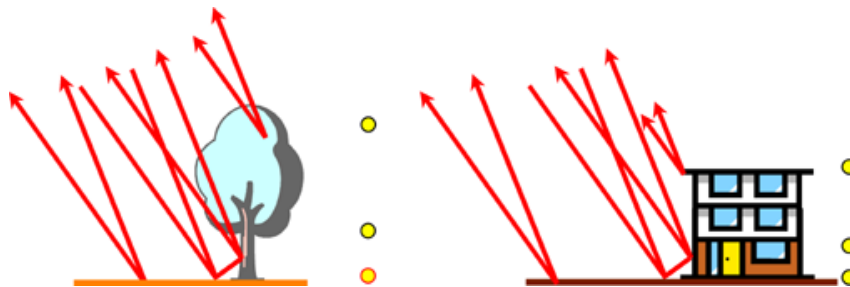


FIG. 5.11 – Phénomènes de réflexion.

En présence d'un bâtiment, les deux phases atteignent la même valeur qui correspond au toit de l'immeuble.

C'est ce phénomène qui est représenté par la courbe de la figure 5.12. En *A* et *B* sont représentées les phases interférométriques extrêmes du phénomène de réflexion à travers des arbres. Il est possible de trouver la phase correspondant à la réflexion sur un sol (point *A*), ou à la double réflexion sol-tronc (*B*), celle qui est en tiret. La phase en trait plein représentant la canopée. Par contre, pour le profil du bâtiment (*C*), les deux phases interférométriques atteignent la même limite, correspondant au toit du bâtiment. Le phénomène de réflexion du bord d'un bâtiment est aussi représenté. En effet, la phase en trait plein a une pente plus

abrupte que la phase en tiret, pouvant indiquer la présence d'une double réflexion.

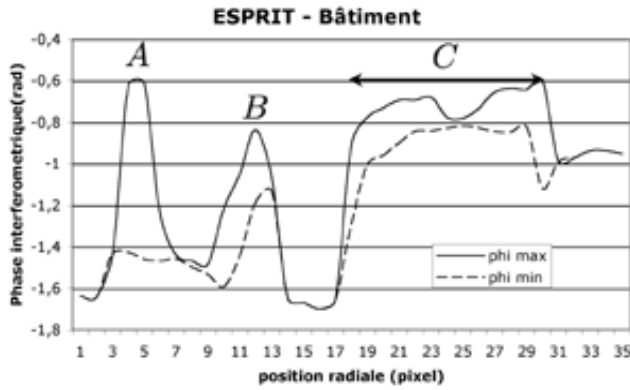


FIG. 5.12 – Profil de la phase interférométrique correspondant au bâtiment (2).

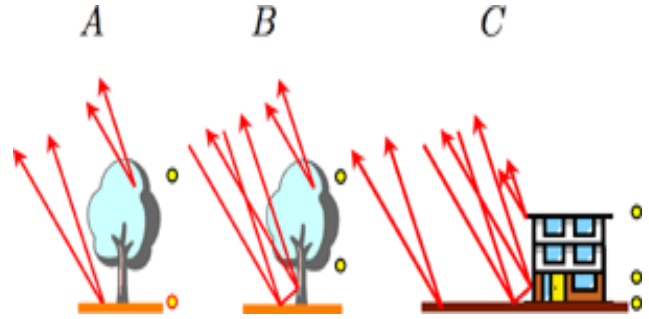


FIG. 5.13 – Représentation schématique.

En utilisant ces propriétés, il est possible de mieux discriminer les zones végétales des bâtiments et de définir un nouveau masque représentant une meilleure localisation des bâtiments dans la zone de test (figure 5.14).

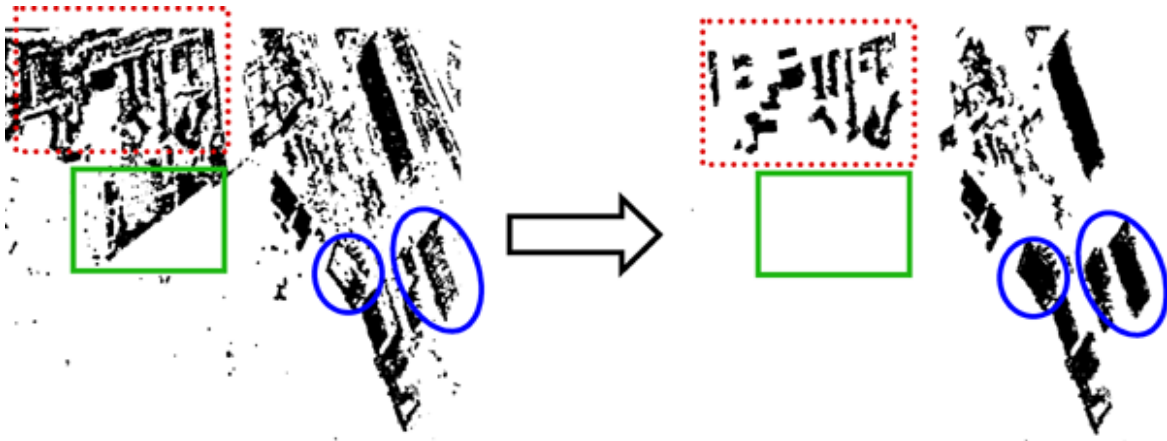


FIG. 5.14 – Masque de localisation des bâtiments.

Ce nouveau masque est obtenu en analysant point par point le comportement des phases interférométriques extrêmes dans les zones critiques. Ainsi, les zones présentant une forte cohérence telle que la zone représentée par le rectangle, a pu être éliminée. Il est possible de mieux distinguer les bâtiments du DLR (zone pointillée) car la réponse de la végétation a été enlevée en utilisant les observations présentées ci-dessus. Enfin, en utilisant le principe décrit par la figure 5.9, et en analysant la phase interférométrique, les zones représentées par les ellipses bleues ont pu être déterminées comme des bâtiments. La figure 5.15 montre la vérité terrain du site de test avec la localisation des zones comme les bâtiments du DLR (en pointillé), la zone d'arbustes par le rectangle ainsi que quelques bâtiments représentés par les ellipses bleues.

L'utilisation des méthodes à haute résolution est très précise pour la localisation des bâtiments au sein d'une scène. Elles permettent d'obtenir une meilleure estimation et une meilleure interprétation de la phase interférométrique. Ainsi il est possible de mieux discriminer les phases associées aux divers mécanismes de rétrodiffusion au sein d'une zone de bâtiments. Après cette étude, un masque représentant la localisation de bâtiments est obtenu, permettant d'extraire l'information de phase relative à la hauteur des bâtiments.





FIG. 5.15 – Vérité terrain de la localisation des bâtiments.

#### 5.4.4 Extraction de la hauteur des bâtiments

L'extraction de la hauteur des bâtiments est la seconde étape dans l'étude des zones urbaines. Ayant repéré les bâtiments, il suffit de convertir la phase des bâtiments en hauteur en utilisant la formule suivante :

$$\Delta h(r) = \frac{\lambda}{4\pi} \frac{R_1(r) \sin \theta(r)}{B_{\perp}(r)} \phi_{topo}(r) \quad (5.11)$$

Cette relation donne la hauteur relative entre la hauteur réelle du bâtiment et la hauteur de référence, hauteur à laquelle les données ont été générées. Elle prend en compte la dépendance radiale du cas des données aéroportées.

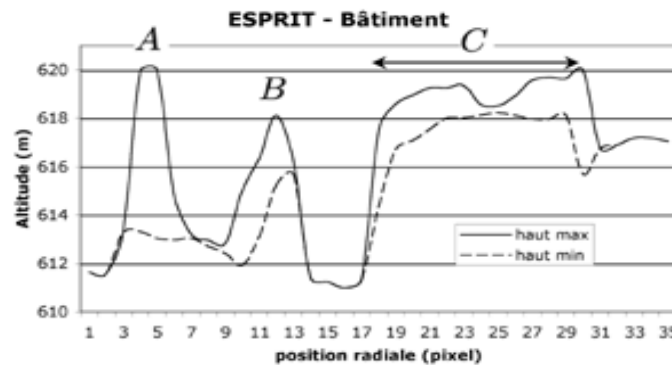


FIG. 5.16 – Hauteur estimée en fonction de la position radiale.

Le profil de la hauteur de la figure 5.16 montre le résultat de la conversion phase - hauteur appliquée sur le profil de la phase interférométrique de la figure 5.12.

La figure 5.17 montre le résultat de la phase interférométrique ainsi que la conversion phase - hauteur de la zone de test. Les bâtiments ont été extraits de leur environnement par l'utilisation de la méthode ESPRIT, c'est-à-dire que la réponse de la végétation a été enlevée. Sur l'image de droite est représentée l'altitude obtenue à partir de la conversion phase - hauteur (5.11).

A partir des données obtenues lors de la conversion phase - hauteur, il est possible de générer une représentation tridimensionnelle des bâtiments du site de test. La figure 5.18 en est un exemple. Sur cette

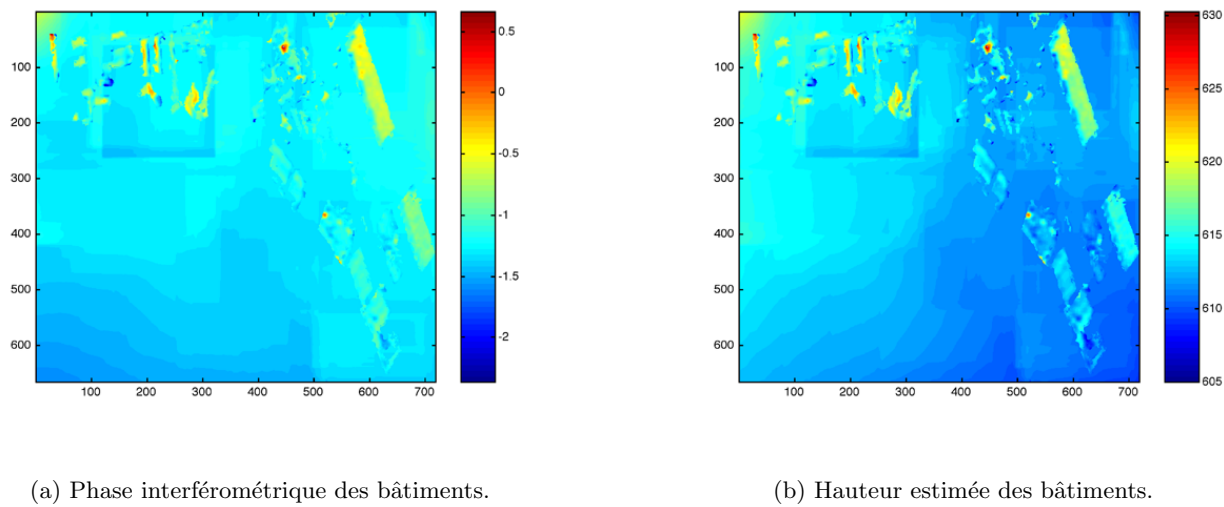


FIG. 5.17 – Conversion phase – hauteur.

représentation, toute l’information végétale a été enlevée. Seule l’information de surface et des bâtiments a été conservée. Les groupes de bâtiments (1) à (5) sont relativement bien définis. La figure 5.19 représente la vérité terrain par l’intermédiaire d’une image optique du site avec la localisation correspondante des mêmes bâtiments.

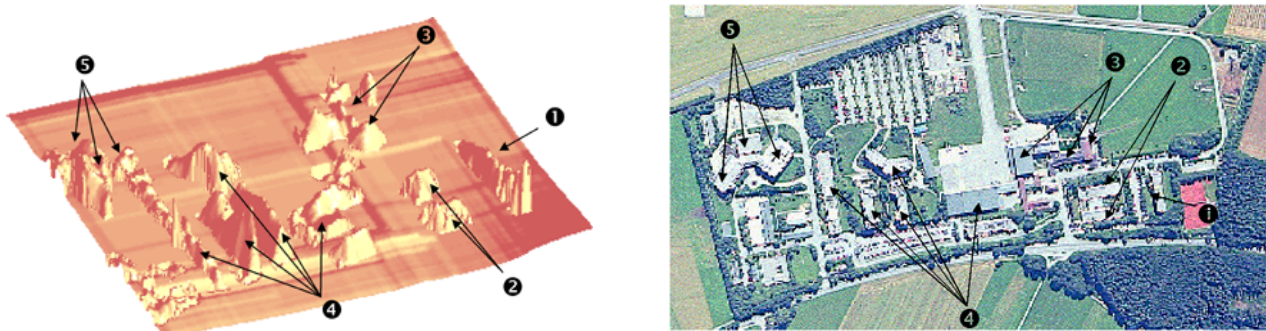


FIG. 5.18 – Représentation 3D des bâtiments.

FIG. 5.19 – Image optique du site.

Le tableau 5.1 indique la hauteur retrouvée des bâtiments par rapport à leur hauteur réelle. Ces bâtiments sont localisés sur la figure 5.20.

Bâtiments :	1	2a	2b	3a	3b	4a	4b	4c	4d	4e	5a	5b	6
Hauteur estimée	9,51	6,57	6,48	8,65	9,49	6,36	11,53	13,0	7,57	12,34	11,45	11,45	7,65
Hauteur réelle	11	8	8	12	12	8	20	20	20	20	N/D	N/D	N/D

TAB. 5.1 – Hauteur estimée et hauteur réelle des bâtiments étudiés.

Les hauteurs retrouvées à partir de la phase interférométrique sont sous-estimées par rapport à celle de la



vérité terrain. Ceci est dû à la forte hauteur d'ambiguïté en raison de la faible base utilisée et des problèmes de correction de mouvement. Néanmoins, la valeur retrouvée est dans l'ensemble un bon indicateur relatif de la hauteur des bâtiments. Pour améliorer l'estimation de la hauteur, il faut utiliser des données interférométriques ayant une base plus grande afin de diminuer la hauteur d'ambiguïté.



FIG. 5.20 – Localisation des bâtiments mesurés

#### 5.4.5 Superrésolution et bâtiments

A partir des résultats obtenus par l'application du principe de la superrésolution, il est possible d'améliorer les résultats de la localisation initiale des bâtiments (*cf. Chapitre 4*). En effet, en améliorant la résolution, les détails deviennent beaucoup plus fins et l'estimation de la nature physique des mécanismes de diffusion est plus précise.

La figure 5.21 montre la différence des zones de double réflexion entre l'utilisation de données originales et de données après l'application du principe de la superrésolution. Malgré une présence de contour qui apparaît sur l'image des données originales (figure 5.21(a)), la localisation des bâtiments est relativement difficile sauf dans certains endroits où les bâtiments sont importants. Sur l'image de superrésolution, les contours, dus exclusivement à la double réflexion, sont plus nets et la forme en  $L$ , caractéristique de la double réflexion sur les bords d'un bâtiment, est plus visible.

La figure 5.22 représente la vérité terrain des bâtiments étudiés pour la localisation des contours et des formes en  $L$  des bâtiments.

A partir de l'estimation de la zone de double réflexion, il est possible de dégager les formes en  $L$  des bâtiments. La figure 5.23 montre ces résultats.

Une amélioration est aussi constatée au niveau de la génération du masque initial de localisation des bâtiments. La figure 5.24 montre ce progrès. Il est surtout visible au niveau de la localisation des bâtiments au sein du DLR, dans la zone représentée par un carré et aussi dans la zone représentée par un cercle.

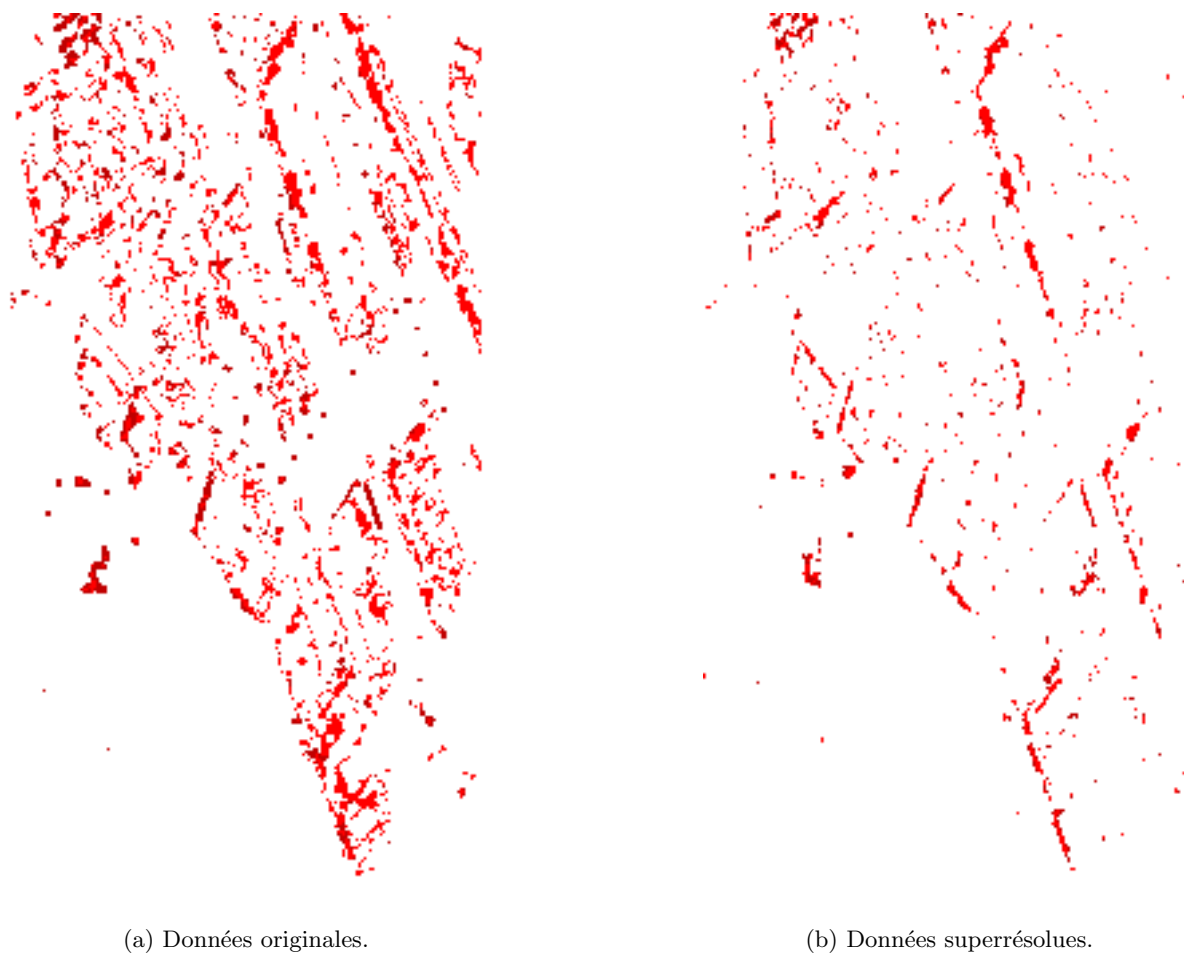


FIG. 5.21 – Zones de double réflexion.



FIG. 5.22 – Image optique des bâtiments étudiés.

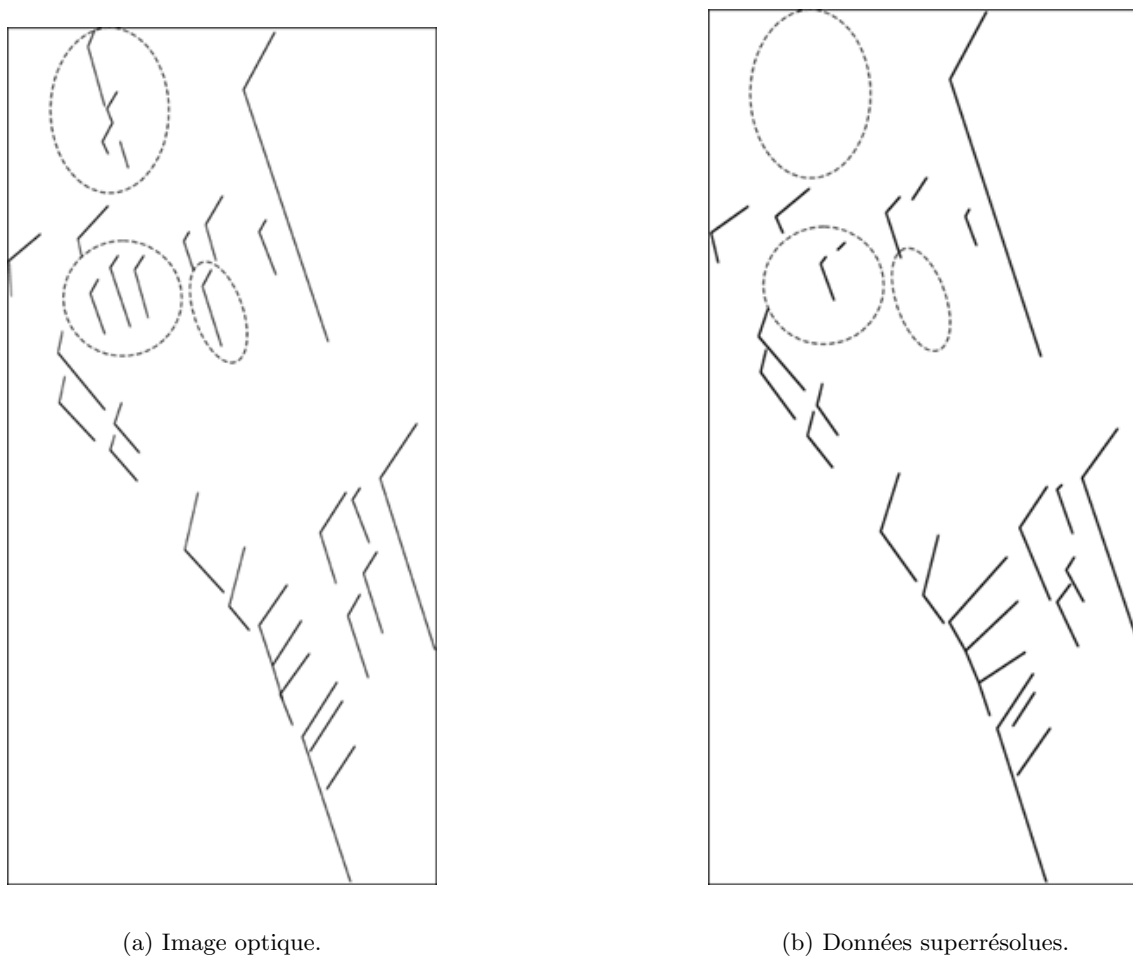
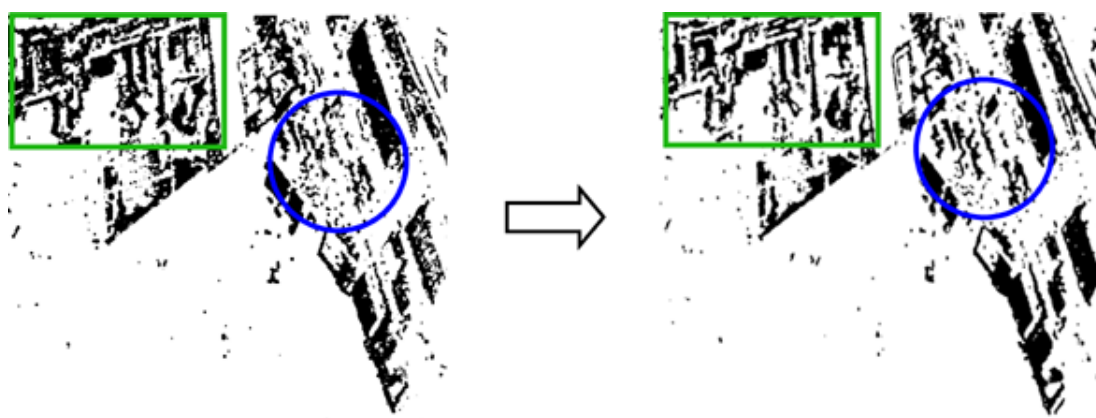
FIG. 5.23 – Localisation des contours en  $L$ .

FIG. 5.24 – Amélioration du masque initial.

## 5.5 Conclusions

La détection et la localisation des bâtiments, en utilisant des données en bande L, est une tâche relativement complexe. En effet, il faut distinguer les bâtiments par rapport à leur environnement, constitué de cibles diverses.

L'utilisation d'outils polarimétriques, tels que la segmentation de WISHART, permet d'initialiser le processus en identifiant les zones où les bâtiments sont susceptibles de se trouver. Néanmoins, suivant la position des bâtiments par rapport à l'axe de visée du radar, cette procédure peut échouer. L'utilisation de la cohérence interférométrique est une aide supplémentaire, mais elle dépend de la base utilisée et des zones végétales, normalement ayant une faible cohérence, peuvent présenter une forte cohérence entraînant une mauvaise interprétation.

L'introduction des méthodes à haute résolution permet de lever les incertitudes en estimant de manière précise la phase interférométrique des mécanismes dominants au sein d'une scène. Ainsi les bâtiments ont des phases extrêmes qui ont tendance à atteindre une même limite, correspondant au toit dudit bâtiment, alors que les zones végétales et particulièrement les arbres, ont leurs phases interférométriques extrêmes qui présentent une forte valeur indiquant la présence de contributions du sol et de la canopée. En utilisant ce résultat, il est possible d'enlever la réponse des zones végétales des zones de bâtiment et pouvoir avoir ainsi une meilleure estimation de la phase des bâtiments.

Dès que les bâtiments sont localisés, la hauteur de ceux-ci est retrouvée en utilisant le principe de conversion phase - hauteur en tenant compte de la dépendance radiale des données SAR aéroportées.

Enfin, l'utilisation du principe de la superrésolution permet d'améliorer la détection des formes des bâtiments, en ayant une meilleure estimation des zones de double réflexion, caractéristique principale de la présence d'un bâtiment. De plus, il est possible de constater un progrès au niveau de la localisation initiale des bâtiments par l'utilisation des outils polarimétriques simples.



# Conclusion

Le travail présenté dans ce mémoire est l'utilisation de la complémentarité polarimétrie interférométrie pour la détection et la caractérisation de cibles. L'objectif est d'associer une phase interférométrique à un mécanisme de diffusion. Une application proposée concerne la caractérisation de bâtiments à partir de données SAR interférométriques polarimétriques aéroportées en bande L.

Dans un premier chapitre, le principe de mesure de données SAR et les outils interférométriques sont présentés. La formation d'une image SAR consiste en une compression des données acquises par le capteur suivant les directions radiales et azimutales. L'interférométrie est l'analyse de la phase de deux images SAR d'une même scène mais vue sous deux angles d'incidence légèrement différents. Cela permet d'obtenir un interférogramme directement relié à l'altitude des cibles. Une interprétation de la phase interférométrique qui peut être considérée comme la somme de la phase provenant d'un terrain plat, nommée phase de la terre plate et de la phase topographique, est donnée par une approche géométrique. Un modèle de signal interférométrique est présenté permettant d'introduire la notion de décalage spectral dans les images SAR interférométriques. Enfin, une étude sur l'interférométrie dans le cadre de données SAR aéroportées est exposée afin de tenir compte de la dépendance radiale de ce type de données.

Le second chapitre est dédié aux notions de polarimétrie radar nécessaire à la compréhension des études et interprétations développées lors de l'analyse des réponses polarimétriques d'un environnement naturel ou artificiel. Les représentations polarimétriques matricielles permettant de rendre compte de la modification de la polarisation d'une onde incidente provoquée par une cible radar sont décrites dans les cas cohérents et incohérents. Les règles de passage ainsi que les principes d'équivalence entre les différentes représentations polarimétriques sont explicitées de façon rigoureuse. Les opérations de changement de base d'état de polarisation sont présentées ainsi que deux théorèmes de décomposition polarimétrique incohérente majeurs, qui sont indispensables pour l'analyse et l'interprétation de la réponse radar d'un milieu naturel ou artificiel : les théorème de décomposition de J. R. Hyunen, S.R. Cloude et E. Pottier. Leur domaine d'application et leur performance sont analysés.

Dans un troisième chapitre, l'introduction de l'interférométrie SAR polarimétrique est proposée. L'idée générale de ces différentes approches proposées est d'associer une phase interférométrique à un mécanisme de diffusion permettant ainsi d'obtenir la troisième dimension dans l'imagerie SAR. La première approche est basée sur une optimisation de la cohérence interférométrique ainsi que d'un modèle de diffusion volumique. Cette approche permet d'introduire la notion de l'interférométrie vectorielle. Les approches suivantes sont plutôt basées sur l'introduction des méthodes à haute résolution et plus particulièrement la méthode ESPRIT. Cette méthode est utilisée pour la détection de la direction d'arrivée de signaux sur un réseau d'antennes. Un modèle de signal interférométrique polarimétrique est proposé, pour la deuxième approche, afin d'adapter le principe de la méthode ESPRIT au cas de données SAR. Ce principe permet d'obtenir

la phase interférométrique d'un ou plusieurs mécanismes dominants à l'intérieur d'une même cellule de résolution. Par contre, il reste à définir la nature de ce ou ces mécanismes. La troisième approche utilise le système d'acquisition de données SAR interférométriques polarimétriques comme un réseau d'antennes, permettant de définir non seulement la phase interférométrique d'un mécanisme dominant mais aussi son état de polarisation.

Le quatrième chapitre décrit une approche différente de la complémentarité polarimétrie interférométrie, puisqu'il s'agit d'améliorer l'interprétation de la nature physique des mécanismes de diffusion en utilisant une conséquence de l'interférométrie connue sous le principe de décalage spectral. Ce principe permet d'améliorer la résolution des images SAR polarimétriques en augmentant la largeur de bande des images en distance, à partir de deux images SAR interférométriques. Cette approche tient aussi compte de la dépendance radiale due à l'utilisation de données SAR aéroportées. Le principe d'amélioration des données SAR est présenté par une analyse des réflecteurs de calibration, élément utile pour quantifier cette amélioration. Ensuite l'amélioration des analyses polarimétriques comme l'application des théorèmes de décomposition et de segmentation est présentée, montrant ainsi l'amélioration des résultats sur l'interprétation de la nature des mécanismes de diffusion à travers l'étude de différents types de cibles.

Enfin, le chapitre cinq propose une méthode pour détecter et caractériser des bâtiments au sein de leur environnement naturel. Cette méthode est basée sur une localisation des bâtiments par une approche polarimétrique, et une estimation de la phase interférométrique associée à ces bâtiments en utilisant la méthode ESPRIT. Ces deux principes permettent d'isoler les bâtiments de leur environnement rendant ainsi plus aisée l'estimation de leur hauteur des bâtiments étudiés. Enfin l'utilisation du principe de la superrésolution permet de définir avec précision les contours des bâtiments en analysant les zones de localisation de la double réflexion, mécanisme principal de la rétrodiffusion d'une onde sur un bâtiment.

Principalement, l'étude des bâtiments dans l'imagerie SAR utilise la bande X. En effet la longueur d'onde utilisée permet d'obtenir des images avec une très bonne précision pour la localisation des édifices. Alternativement, l'utilisation de la bande L est surtout "réservée" pour la caractérisation des zones végétales et, entre autre, l'estimation des paramètres physiques de surface. Les différentes approches proposées dans ce document, appliquées sur des données SAR interférométriques polarimétriques aéroportées, en bande L, ont permis une localisation ainsi qu'une caractérisation précise des bâtiments, ce qui est difficile, pour ce type de données, en utilisant l'interférométrie ou la polarimétrie séparément.

Les perspectives à ce travail sont nombreuses et certaines sont présentées ci-dessous.

L'utilisation de la complémentarité polarimétrie – interférométrie donne des résultats encourageants qui nécessitent une continuité de la recherche dans cette direction.

L'utilisation d'une base interférométrique de faible dimension a été privilégiée dans les travaux présentés dans ce mémoire et ce afin d'éviter les phénomènes de repliement de la phase interférométrique. En contre partie, l'estimation de la hauteur n'est pas satisfaisante à cause de la forte hauteur d'ambiguïté. Il apparaît important d'utiliser les mêmes approches mais sur des données ayant une base interférométrique plus importante afin de diminuer cette hauteur d'ambiguïté et d'affiner l'estimation de la hauteur. Les phénomènes de repliement de la phase peuvent être estimés, quant à eux, par l'utilisation d'une faible base interférométrique.

Il semble intéressant de pouvoir estimer l'état de polarisation de plus d'un mécanisme à l'intérieur d'une cellule de résolution. Pour cela, il faut utiliser un système d'acquisition multibase. Ceci semble un peu utopique dans le cas de données SAR aéroportées à cause du coût et du traitement délicat des données,

mais peut être possible en utilisant des données SAR spatiales. Une extension de l'algorithme pour retrouver l'état de polarisation au cas  $N$  bases, présenté en annexe A, montre déjà la faisabilité d'une telle approche.

L'utilisation du principe de superrésolution améliore la résolution des cibles à la fois des cibles dures et distribuées. Il peut être intéressant d'analyser la texture des cibles distribuées afin d'améliorer l'inversion des paramètres bio- et géophysiques associés à ces cibles.





# Bibliographie

- [Bamler 98] R. Bamler and P. Hartl, “Synthetic Aperture Radar Interferometry”, *Inverse Problems*, Vol. 14, pp. R1 - R54, 1998.
- [Bolter 00] R. Bolter and F. Leberl, “Detection and Reconstruction of Buildings from Multiple View Interferometric SAR Data”, *Proceedings of IGARSS'00*, July 2000, Hawaii, USA.
- [Bouland 03] V. Bouland, “Caractérisation électromagnétique des milieux urbains en imagerie de télédétection par radar à synthèse d’ouverture”, *Ph. D. dissertation*, Paris, 2003.
- [Chargé 01] P. Chargé, “Traitement d’Antenne pour les Télécommunications : Localisation de Sources et Autocalibration”, *Ph. D. dissertation*, IRCCyN, Nantes, décembre 2001.
- [Cloude 96] S. R. Cloude and E. Pottier, “A Review of Target Decomposition Theorems in Radar Polarimetry”, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 34, No. 2, pp. 498-518, 1996.
- [Cloude 97] S. R. Cloude and E. Pottier, “An Entropy Based Classification Scheme for Land Applications of Polarimetric SAR”, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 35, No. 1, pp. 68-78, January 1997.
- [Cloude 98] S. R. Cloude and K. P. Papathanassiou, “Polarimetric SAR Interferometry”, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 36, No. 5, pp. 1551-1565, September 1998.
- [Dell’Acqua 01] F. Dell’Acqua and Paolo Gamba, “Detection of Urban Structure in SAR Images by Robust Fuzzy Clustering Algorithms : The Example of Street Tracking”, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 39, No. 10, pp. 2287-2297, October 2001.
- [Ferro-Famil 00] L. Ferro-Famil, “Télédétection Multi-Fréquentielle et Multi-Temporelle d’Environnements Naturels à Partir de Données SAR Polarimétriques”, *Ph. D. dissertation*, IRCCyN, Nantes, décembre 2000.

- [Ferro-Famil 02] L. Ferro-Famil, E. Pottier and J. S. Lee, "Classification and Interpretation of Polarimetric Interferometric SAR Data", *Proceedings of IGARSS'02*, June 2002, Toronto, Canada.
- [Ferro-Famil 03] L. Ferro-Famil, E. Pottier and J. S. Lee, "Unsupervised Classification of Natural Scenes from Polarimetric Interferometric SAR Data", *Frontiers of Remote Sensing Information Processing*, C. H. Chen chief editor, World Scientific Publishing, 2003.
- [Gamba 00] P. Gamba, B. Houshmand and M. Saccani, "Detection and Extraction of Buildings from Interferometric SAR Data", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 38, No. 1, pp. 611-618, January 2000.
- [Gatelli 94] F. Gatelli, A. M. Guarneri, F. Parizzi, P. Pasquali, C. Prati and F. Rocca, "The Wavenumber Shift in SAR Interferometry", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 32, No. 4, pp. 855-864, July 1994.
- [Ghiglia 98] D. C. Ghiglia and M. D. Pritt, "Two-Dimensional Phase Unwrapping, Theory, Algorithms, and Software", *Wiley Inter Science*, ISBN 0-471-24935-1.
- [Graham 74] L. C. Graham, "Synthetic Interferometer Radar for Topographic Mapping", *Proceeding of the IEEE*, Vol. 36, No. 6, pp. 763-768, June 1974.
- [Guillaso 01] S. Guillaso, A. Reigber, E. Pottier, "Amélioration de la résolution radiale des images SAR aéroportées en utilisant des trajectoires parallèles multiples", *12ième JNM*, 16-18 Mai 2001, Poitiers.
- [Guillaso 03a] S. Guillaso, L. Ferro-Famil, A. Reigber and E. Pottier, "Polarimetric Interferometric SAR Analysis based on ESPRIT/MUSIC methods", *Proceedings of POLINSAR'03*, January 2003, Roma, Italy.
- [Guillaso 03b] S. Guillaso, L. Ferro-Famil, A. Reigber and E. Pottier, "Urban Area Analysis Based on ESPRIT/MUSIC Methods using Polarimetric Interferometric SAR", *Proceedings of URBAN'03*, May 2003, Berlin, Germany.
- [Guillaso 03c] S. Guillaso, L. Ferro-Famil, A. Reigber and E. Pottier, "Analysis of Built-Up Areas from Polarimetric Interferometric SAR images", *Proceedings of IGARSS'03*, July 2003, Toulouse, France.
- [Huynen 70] J. R. Huynen, "Phenomenological Theory of Radar Targets", *Ph. D. Dissertation*, Drukkerij, Bronder-Offset N. V., Rotterdam, 1970.
- [Kasilingam 02] D. Kasilingam, M. Nomula and S. Cloude, "A Technique for Removing Vegetation Bias from Polarimetric SAR Interferometry", *Proceedings of IGARSS'02*, June 2002, Toronto, Canada.

- [Lee 99] J. S. Lee, M. R. Grune and G. De Grandi, "Polarimetric SAR Speckle Filtering and Its Impact on Classification", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 36, No. 6, September 1999.
- [Li 91] J. Li and R. T. Compton, "Angle and Polarisation Estimation using ESPRIT with a Polarization Sensitive Array", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 39, pp. 1376-1383, 1991.
- [Landeau 99] T. Landeau, "Etude de la mobilité de cibles en imagerie SAR", *Note technique interne*, Août 1999.
- [Lombardini 03] F. Lombardini and A. Reigber, "Adaptive Spectral Estimation for Multibaseline SAR Tomography with Airborne L-Band Data", *Proceedings of IGARSS'03*, July 2003, Toulouse, France.
- [Maître 01] H. Maître; "Traitement des images de radar à synthèse d'ouverture", *Hermes*, ISBN 2-7462-0155-0, 2001.
- [Marcos 98] S. Marcos, "Les Méthodes à Haute Résolution – traitement d'antenne et analyse spectrale", *Hermes*, ISBN 2-86601-662-9.
- [Nomula 03] M. Nomula, D. Kasilingam and S. Cloude, "Estimating Vegetation Bias in Polarimetric SAR Interferometry", *Proceedings of IGARSS'03*, July 2003, Toulouse, France.
- [Prati 93] C. Prati and F. Rocca, "Improving Slant-Range Resolution With Multiple SAR Surveys", *IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 29, No. 1, pp 135-143, January 1993.
- [Papathanassiou 01] K. P. Papathanassiou and S. R. Cloude, "Single-Baseline Polarimetric SAR Interferometry", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 39, No. 11, pp. 2352-2363, November 2001.
- [Pottier 92] E. Pottier et J. Saillard, "Fondements mathématiques de la polarimétrie et son application au domaine radar", *Annales des télécommunications*, Vol. 47, No. 7-8, pp. 314-336, 1992.
- [Pottier 00] E. Pottier and J. S. Lee, "Unsupervised Classification Scheme of POLSAR Images Based on The Complex Wishart Distribution and the  $H/A/\alpha$  Polarimetric Decomposition Theorem", *Proceedings of EUSAR'00*, May 2000, Munich, Allemagne.
- [Quartulli 03] M. Quartulli and M. Datcu, "Stochastic Modelling for Structure Reconstruction from High-Resolution SAR Data", *Proceedings of IGARSS'03*, July 2003, Toulouse, France.
- [Reigber 01a] A. Reigber and K. P. Papathanassiou, "Correction of Residual Motion Errors in Airborne Repeat-Pass Interferometry", *Proceedings of IGARSS'01*, July 2001, Sidney, Australie.

- [Reigber 01b] A. Reigber, “Airborne Polarimetric SAR Tomography”, *Ph. D Dissertation*, DLR, Stuttgart, October 2001.
- [Roy 89] R. Roy and T. Kailath, “ESPRIT – Estimation of Signal Parameters via Rotaional Invariance Technique”, *IEEE Transactions on Acoustic Speech Signal Processing*, Vol. 37, No. 7, pp. 984-995, July 1989.
- [Scheiber 00] R. Scheiber and A. Moreira, “Coregistration of Interferometric SAR Images Using Spectral Diversity”, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 38, No. 5, pp. 2179-2191, 2000.
- [Suess 98] M. Suess, M. Völker, J. J. W. Wilson, C. H. Buck, “Superresolution, Range Resolution Improvement by Coherent Combination of Repeat-Pass SAR Images”, *Proceedings of EUSAR'98*, May 1998, Friedrichhafen, Germany.
- [Wang 95] Y. Wang and J. Saillard : “Polarimetric High Resolution Methods”, *Proceeding of JIPR95*, pp. 480-491, Mars 1995, Nantes, France.
- [Wang 99] Y. Wang and J. Saillard : “Contribution de la Polarisation dans les Méthodes à Hautes Résolution”, *Proceeding of RADAR99*, May 1999, Brest, France.
- [Yamada 01] H. Yamada. et. al. “Polarimetric SAR Interferometry for Forest Analysis Based on the ESPRIT Algorithm”, *IEICE Transactions Electronic*, Vol. E84-C, pp. 1917-1924, 2001.

# **Annexes**



## Annexe A

# Estimation de l'état de polarisation par la méthode ESPRIT - Extension au cas M passes

### A.1 Présentation du problème

Afin de pouvoir extraire plus de mécanismes au sein d'une même cellule de résolution, il est nécessaire d'augmenter le nombre de capteur. En effet, avec un réseau de  $M$  capteurs, il n'est possible de retrouver, au plus,  $M - 1$  sources. Par principe, l'algorithme ESPRIT s'applique à tout "réseau" possédant une propriété d'invariance. Pour pouvoir utiliser cette propriété dans le cas de l'imagerie SAR, il suffit de considérer un système interférométrique-polarimétrique multi-passes dont les différentes baselines sont égales, comme le montre la figure A.1.

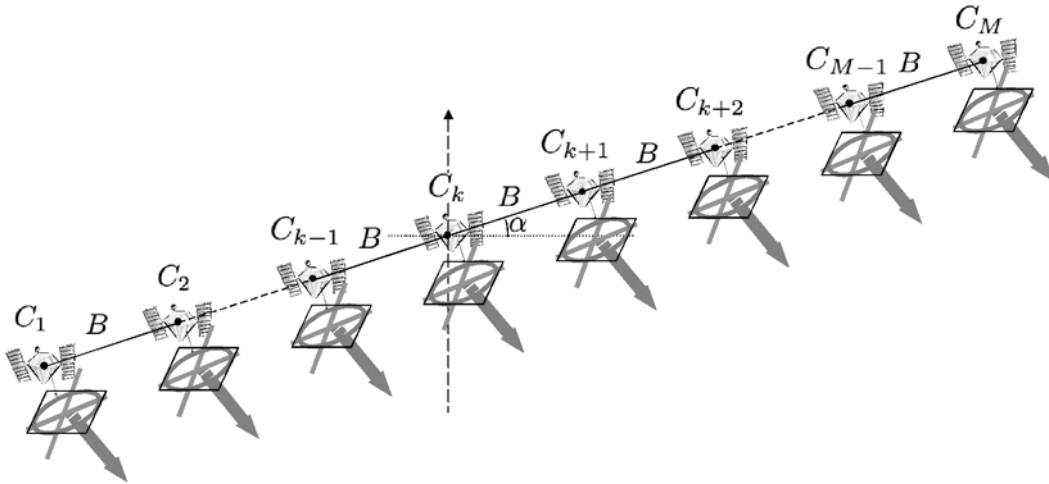


FIG. A.1 – Géométrie pour un système multicapteur

En considérant un cas général, où il serait possible d'avoir accès à  $M$  passes polarimétriques, toutes séparées par une base interférométrique  $B$ , l'angle  $\alpha$  représente l'angle formé par la base et l'horizontal. En supposant,



par ailleurs, qu'il y ait  $K$  sources, tel que  $K < M$ , le vecteur  $\vec{z}$  des signaux reçus est de la forme :

$$\vec{z} = [A] \vec{\sigma} + \vec{n} \quad (\text{A.1})$$

où  $[A]$  est une matrice  $2M \times K$  telle que  $[A] = [\vec{a}_1 \vec{a}_2 \cdots \vec{a}_K]$  et  $\vec{\sigma}$  un vecteur représentant l'intensité de chaque source. Chaque vecteur  $\vec{a}_k$  est de la forme :

$$\vec{a}_k = \begin{bmatrix} \vec{E}_k \\ \vec{E}_k e^{i \Delta \phi_k} \\ \vdots \\ \vec{E}_k (\exp^{i \Delta \phi})^{M-1} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Les colonnes  $\vec{a}_k$  sont supposées linéairement indépendantes. Elles définissent un sous-espace *source* à  $K$  dimensions dans un espace à  $2M$  dimensions. Comme précédemment, le bruit  $\vec{n}$  est supposé gaussien.

## A.2 Utilisation d'ESPRIT pour l'estimation des phases interférométriques ainsi que des paramètres polarimétriques.

La géométrie décrite dans la section précédente possède différentes propriétés d'invariance permettant l'utilisation de l'algorithme ESPRIT. Ainsi la matrice de covariance des signaux reçus est :

$$[\hat{R}_{zz}] = \langle \vec{z} \vec{z}^\dagger \rangle \quad (\text{A.3})$$

La matrice  $[E_S]$  est formée à partir des  $K$  vecteurs propres,  $\vec{e}_k$ ,  $1 \leq k \leq K$ , de la décomposition de la matrice de covariance, correspondant aux  $K$  plus grandes valeurs propres. Il peut être montré que les colonnes de  $[E_S] = [\vec{e}_1 \vec{e}_2 \cdots \vec{e}_K]$  génèrent le même sous-espace que les vecteurs colonnes de  $[A]$ . Ainsi, il doit exister une unique matrice non singulière  $[T]$  telle que :

$$[E_S] = [A][T] \quad (\text{A.4})$$

Donc, les informations sur les phases interférométriques ainsi que sur les paramètres polarimétriques sont calculées à partir de  $[E_S]$ .

Premièrement, le calcul porte sur l'estimation des phases interférométriques. Soient  $[A_{\phi_1}]$  et  $[A_{\phi_2}]$  deux matrices, de dimension  $2(M-1) \times K$ , formées à partir de  $[A]$  de la façon suivante :

$$[A_{\phi_1}] = [\vec{a}_{\phi_{11}} \cdots \vec{a}_{\phi_{1K}}] \text{ avec } \vec{a}_{\phi_{1k}} = \begin{bmatrix} \vec{E}_k \\ \vdots \\ \vec{E}_k (e^{i \Delta \phi_k})^{M-2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

$$[A_{\phi_2}] = [\vec{a}_{\phi_{21}} \cdots \vec{a}_{\phi_{2K}}] \text{ avec } \vec{a}_{\phi_{2k}} = \begin{bmatrix} \vec{E}_k e^{i \Delta \phi_k} \\ \vdots \\ \vec{E}_k (e^{i \Delta \phi_k})^{M-1} \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

alors, il existe une matrice diagonale  $[\Phi_\phi]$  telle que  $[A_{\phi_2}] = [A_{\phi_1}] [\Phi_\phi]$  :

$$[\Phi_\phi] = \text{diag}\{\phi_1 \phi_2 \cdots \phi_K\} = \text{diag}\{e^{i \Delta \phi_1} e^{i \Delta \phi_2} \cdots e^{i \Delta \phi_K}\} \quad (\text{A.7})$$

Soient  $[E_{\phi_1}]$  et  $[E_{\phi_2}]$  deux matrices, de dimension  $2(M-1) \times K$ , formées à partir de  $[E_S]$  de la même façon que  $[A_{\phi_1}]$  et  $[A_{\phi_2}]$  sont formées à partir de  $[A]$ , alors en utilisant (A.4) :

$$[E_{\phi_1}] = [A_{\phi_1}] [T] \quad (\text{A.8})$$

$$[E_{\phi_2}] = [A_{\phi_2}][T] = [A_{\phi_1}][\Phi_\phi][T] \quad (\text{A.9})$$

Sous l'hypothèse que  $[A_{\phi_1}]$  est de rang plein, les colonnes de  $[E_{\phi_1}]$  et  $[E_{\phi_2}]$  engendrent le même sous-espace de dimension  $K$  que les colonnes de  $[A_{\phi_1}]$  et  $[A_{\phi_1}][\Phi_\phi]$ , respectivement, et les éléments diagonaux de  $[\Phi_\phi]$  sont les valeurs propres de la matrice unique  $[\Psi_\phi] = [T]^{-1}[\Phi_\phi][T]$  qui satisfait :

$$[E_{\phi_2}] = [E_{\phi_1}][\Psi_\phi] \quad (\text{A.10})$$

Ensuite, le calcul porte sur l'estimation du rapport de polarisation. Soient  $[A_{\rho_1}]$  et  $[A_{\rho_2}]$  deux matrices, de dimension  $M \times K$ , formées à partir de  $[A]$  en prenant les lignes impaires et paires, respectivement. Alors  $[A_{\rho_2}] = [A_{\rho_1}][\Phi_\rho]$  où  $[\Phi_\rho]$  est une matrice diagonale contenant les rapports de polarisation des différentes sources :

$$[\Phi_\rho] = \text{diag}\{\rho_1 \rho_2 \cdots, \rho_K\} \quad (\text{A.11})$$

Alors, de la même façon que décrite dans le paragraphe précédent, il est possible de former deux matrices  $[E_{\rho_1}]$  et  $[E_{\rho_2}]$  de dimension  $M \times K$ , formées à partir de  $[E_S]$  de la même façon que  $[A_{\rho_1}]$  et  $[A_{\rho_2}]$  sont formées à partir de  $[A]$ , et les éléments diagonaux de  $[\Phi_\rho]$  sont les valeurs propres de la matrice unique  $[\Psi_\rho] = [T]^{-1}[\Phi_\rho][T]$  qui satisfait :

$$[E_{\rho_2}] = [E_{\rho_1}][\Psi_\rho] \quad (\text{A.12})$$

Si le nombre de source estimée est supérieur à un, il faut alors déterminer les couples d'indice  $(k, l)$  tels que les paramètres  $\hat{\phi}_k$  et  $\hat{\rho}_l$  soient associés à la même source. Pour y parvenir, l'application de l'algorithme ESPRIT conduit à estimer deux matrices  $[\hat{\Psi}_\phi]$  et  $[\hat{\Psi}_\rho]$ . Il est montré dans [Li 91] que les valeurs propres  $r_n$  de la matrice  $[\hat{\Psi}_{\phi\rho}] = [\hat{\Psi}_\phi]^{-1} [\hat{\Psi}_\rho]$  sont égales aux rapports des paramètres  $\hat{\phi}_k$  et  $\hat{\rho}_l$  appariés. L'appariage des  $\hat{\phi}_k$  et  $\hat{\rho}_l$  pour la  $n^{ième}$  source s'obtient en minimisant :

$$\min_{k,l} \left| r_n - \frac{\hat{\rho}_l}{\hat{\phi}_k} \right| \quad (\text{A.13})$$

En introduisant plusieurs passes interférométriques polarimétriques, il est possible d'estimer plusieurs sources au sein d'une même cellule de résolution, tout en prenant soin d'associer correctement les paramètres retrouvés. La difficulté vient surtout qu'il faut traiter les données SAR de manière à avoir des passes parallèles mais surtout équidistantes, les unes par rapport aux autres.



## Résumé :

Ce travail est consacré à l'étude de la complémentarité polarimétrie / interférométrie pour la détection et la caractérisation de cibles en utilisant des données SAR. La télédétection polarimétrique concerne l'étude du comportement de l'onde interagissant avec une scène et renseigne sur la nature physique de la zone étudiée. L'interférométrie informe sur la nature topographique de la scène ou sur les déformations de celle-ci. L'interférométrie et la polarimétrie sont des outils très performants en télédétection SAR qui sont généralement appliqués séparément.

La notion de complémentarité polarimétrie/interférométrie consiste à relier une phase interférométrique avec un mécanisme de diffusion. Les approches exposées introduisent les méthodes à haute résolution, principalement la méthode ESPRIT, dans l'imagerie SAR. Elles permettent ainsi de distinguer la phase d'un sol de celle de la canopée, dans une zone forestière et d'isoler la phase d'un bâtiment du reste de son environnement.

Un autre concept de la complémentarité est proposé : la superrésolution. Il s'agit d'utiliser des données interférométriques afin d'améliorer la résolution d'une image SAR. Les résultats d'analyses polarimétriques en appliquant le principe de la superrésolution permettent une meilleure caractérisation de la nature des cibles, comme la détection des contours de bâtiments.

Les différentes méthodes exposées ont été appliquées sur des données SAR polarimétriques interférométriques en bande L afin d'améliorer l'estimation et la caractérisation des zones urbaines, par rapport à l'utilisation de la polarimétrie ou de l'interférométrie de façon séparée.

**Mots clefs :** Télédétection, polarimétrie radar, interférométrie, interférométrie SAR polarimétrique, méthode à haute résolution, ESPRIT, superrésolution, caractérisation des bâtiments.

## Summary :

This work presents a study of the complementarity of polarimetry and interferometry for the detection and the characterisation of targets using SAR data. Polarimetric remote sensing concerns the study of the electromagnetic scattering behaviour of a scene and provides physical information about the area under study. Interferometry estimates a scene topography or its deformations. Interferometry and polarimetry are powerful tools in SAR remote sensing but are generally used separately.

The implementation of the interferometry and polarimetry complementarity consists in linking an interferometric phase to a scattering mechanism. Selected approaches based on high resolution methods, specifically the ESPRIT principle, are introduced in SAR imaging to perform this joint analysis. They allow to discriminate the ground and canopy phases, in forested areas and to isolate a building scattering pattern from its surrounding.

Another concept of the complementarity is proposed, based on the superresolution principle. The idea is to use interferometric SAR data to improve a SAR image resolution. The use of superresolution data allows a better characterisation of the target nature like building edge detection.

The different proposed methods are applied to polarimetric interferometric SAR data at L-band to improve the estimation and the characterisation of urban areas compared to the separate use of polarimetry or interferometry.

**Keywords :** Remote sensing, radar polarimetry, interferometry, polarimetric SAR interferometry, high resolution methods, ESPRIT, superresolution, building characterisation.